l'antenna

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III
Anno XXXIV - Agosto 1962
NUMERO 8
LIRE 350

TV

ANNO XXXIV 8

AGOSTO 1962 RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**

Gerente **Alfonso Giovene**

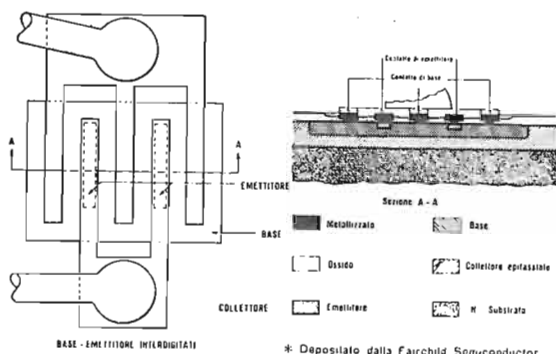
Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari **VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30 C.C.P. 3/24227**

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **« l'antenna »** si pubblica **mensilmente** a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**: l'abbonamento annuo **per tutto il** territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 5.000.** Per ogni cambiamento di **indirizzo** inviare **L. 50,** anche in francobolli.

Una nuova tecnologia:

* Depositato dalla Fairchild Semiconductor

CARATTERISTICHE

V_{CBO}	Tensione Collettore-Base	40 Volts
V_{CEO}	Tensione Collettore-Emettitore	15 Volts
V_{EBO}	Tensione Emettitore-Base	4,5 Volts

			Min.	Mass.	Unità
V_{CEO} (sust)	Tensione Collettore-Emettitore $I_C = 10$ mA (a impulsi) $I_B = 0$ (**)		15		Volt
V_{CE} (sat)	Tensione di saturazione collettore-emettitore $I_C = 10$ mA, $I_B = 1{,}0$ mA			0,25	Volt
V_{BE} (sat)	Tensione di saturazione base-emettitore $I_C = 10$ mA, $I_B = 1{,}0$ mA		0,7	0,85	Volt
h_{fe}	Guadagno di corr. ad alta frequenza $I_C = 10$ mA, $V_{CE} = 10$ V, f = 100 mc		5,0		
C_{ob}	Capacità d'uscita $V_{CB} = 5{,}0$ V, $I_E = 0$			4,0	pF
C_{TE}	Capacità emettitore-base a collettore aperto $V_{EB} = 0{,}5$ V, $I_C = 0$			4,0	pF
h_{FE}	Guadagno di corr. cont. imp. $I_C = 10$ mA, $V_{CE} = 1{,}0$ V	2N2368 2N2369	20 40	60 120	
h_{FE}	Guadagno di corr. cont. imp. $I_C = 100$ mA, $V_{CE} = 2$ V	2N2368 2N2369	10 20		
h_{FE}	Guadagno di corr. cont. imp. I_C=10 mA, V_{CE}=1,0 V, —55°C	2N2368 2N2369	10 20		
t_s	Costante di tempo di immagazzin. delle cariche $I_C = 10$ mA $= I_{B1} = I_{B2}$	2N2368 2N2369		10 13	nsec nsec
T_{on}	Tempo di innesco $I_C = 10$ mA, $I_{B1} = 3$ mA	2N2368 2N2369		12 12	nsec nsec
T_{off}	Tempo di innesco $I_C = 10$ mA, $I_{B1} = 3$ mA $I_{B2} = 1{,}5$ mA	2N2368 2N2369		15 18	nsec nsec

(**) Larghezza dell'impulso = 300 μsec, Duty cycle = 1 %

e due transistori microplanari:

2N2368 2N2369

Commutazione ad altissima velocità ed alta corrente, ideali per applicazioni in logiche per calcolatori ad alto grado di affidamento. Ora disponibili in grande quantità, a prezzi convenienti.

La tecnologia microplanare è la prima ad associare il processo planare, la metallizzazione su ossido e il processo epitassiale con geometrie interdigitate.

La combinazione del processo planare con la metallizzazione su ossido rende realizzabile un dispositivo che è elettricamente piccolo ma allo stesso tempo fisicamente abbastanza grande da rendere possibile una tecnica di saldatura degli adduttori di sicuro affidamento.

Le giunzioni protette assicurano bassa corrente di dispersione, basso fattore di rumore, più ampi campi di h_{FE} e stabilità di tutti i parametri dipendenti dalla superficie.

Larghe aree metallizzate per la saldatura degli adduttori sono evaporate sulle giunzioni protette da uno strato di ossido (brevetto Fairchild) permettendo la saldatura di adduttori normali su dispositivi di microdimensione.

Il processo epitassiale fornisce tensioni di saturazione più basse e tensioni di rottura inversa più elevate.

Le geometrie interdigitate determinano velocità di commutazione rapide e risposte di frequenza più elevate senza sensibile limitazione di corrente.

545 WHISMAN ROAD, MOUNTAIN VIEW, CALIF. - YORKSHIRE 8-8161 - TWX: MN VW CAL 853
A DIVISION OF FAIRCHILD CAMERA AND INSTRUMENT CORPORATION

SOCIETÀ GENERALE SEMICONDUTTORI SPA
AGRATE MILANO ITALIA VIA C. OLIVETTI 1 - TEL 65 341
ASSOCIATE AND EXCLUSIVE LICENSEE OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR

Per ulteriori informazioni indirizzate le vostre richieste a:

SOCIETA' GENERALE SEMICONDUTTORI S. p. A:

U. S. P.

Agrate - Milano

Via C. Olivetti, 1

dott. ing. Alessandro Banfi

Una evoluzione del servizio TV: la filotelevisione

E' ormai ben noto il sistema di trasmissione dei programmi radiofonici su reti in cavo telefonico, da noi denominato « Filodiffusione », in Svizzera « Telediffusion » e nei Paesi anglo-sassoni « Wired radio ».
Tale sistema presenta notevoli vantaggi pratici e di comodità nei rispetti della normale ricezione radio e se da noi non ha ancora trovato molta popolarità, ciò va ascritto unicamente a motivi burocratici e sopratutto economici.
Si noti tra l'altro che mentre da noi ci si appoggia esclusivamente alle reti telefoniche urbane già esistenti, all'estero si sono anche realizzate delle reti indipendenti di distribuzione in cavo o filo aereo onde servire anche utenti non titolari di un apparecchio telefonico.
Un'evoluzione analoga ha subito la televisione ed in questi ultimi tempi la cosidetta « Wired TV » ha preso un leggero impulso in Inghilterra tanto da superare il milione di teleutenti. Logicamente nel caso della TV la rete di distribuzione non può essere telefonica, bensì in cavo coassiale e, data l'importanza del problema, sono sorte società private per l'esercizio locale di un servizio di tal genere ed è stato elaborato e prodotto commercialmente da note Ditte specializzate tutto un equipaggiamento tecnico adatto per queste installazioni.
Gli impianti di « filotelevisione » vanno da qualche centinaio di utenti ad alcune migliaia. In origine questi impianti erano sorti ad integrazione del servizio TV nelle zone male servite dai radiotrasmettitori o ripetitori. In tal caso si realizzava un impianto ricevente ad elevata efficienza, in cima ad un'altura, possibilmente in vista diretta del trasmettitore, e mediante un cavo coassiale si distribuiva la radiofrequenza captata ed amplificata a gruppi di utenti associati: i cosidetti impianti di ricezione collettiva.
In vista degli ultimi risultati raggiunti, questo sistema si è generalizzato sostituendo in molti casi la normale ricezione radio TV coi seguenti vantaggi.
Anzitutto abolizione di tutti gli impianti d'antenna sia singola che centralizzata.
Soppressione pressochè assoluta d'ogni disturbo od interferenza e, con un segnale di elevata intensità (dell'ordine dei 5 millivolt), possibilità di avere immagini di superba qualità, ricche di mezzi toni e prive di fruscio con televisori anche di mediocri prestazioni.
Per la realizzazione di questi impianti di « filotelevisione » esiste oggi una completa disponibilità di apparati e cavi coassiali speciali.
Gli utenti devono naturalmente pagare un piccolo canone supplementare al normale abbonamento TV, all'impresa che esercisce l'impianto di distribuzione che s'incarica anche dell'assistenza tecnica continua dei suoi associati.
Impianti di questo genere sono naturalmente indicatissimi nelle località ove la ricezione TV sia del 1° che del 2° canale lascia a desiderare particolarmente per la configurazione orografica della zona.
L'esperienza estera, particolarmente inglese ed americana, ha dimostrato che la « filotelevisione » integra in molti casi la rete dei ripetitori al fine comune della diffusione capillare ed efficiente della televisione.
Il che oggi socialmente presenta un formidabile valore. **A**

dott. ing. Marcello Busco

Il radar «monopulse»

Sua superiorità rispetto ai sistemi di inseguimento angolare automatico a scansione conica e a commutazione di lobi

In questo articolo sono illustrate le proprietà degli apparati radar impiegati nell'inseguimento angolare automatico dei bersagli aerei.
Tali sistemi possono essere suddivisi in tre categorie:

a) *apparati a scansione conica;*
b) *apparati a commutazione dei lobi;*
c) *apparati a comparazione simultanea dei segnali («mono pulse»).*

Dopo l'illustrazione dei principi sui quali è basato il loro funzionamento, sono analizzate le cause che provocano gli errori di puntamento. Tali cause hanno origini sia esterne che interne agli apparati.
Dall'esame comparativo delle caratteristiche, risulta la superiorità dell'apparato a comparazione simultanea dei segnali «monopulse»); sono date alcune cifre che indicano le sue ottime prestazioni nei confronti degli altri sistemi.
Si conclude con un'analisi dei diversi fattori che consigliano tale soluzione.

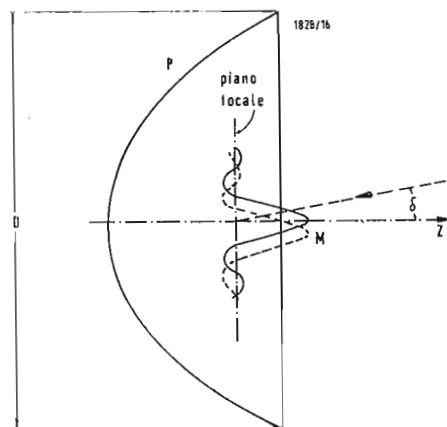



Fig. 1

1. - INTRODUZIONE

Prima di presentare i vari sistemi, è bene fare una premessa introduttiva sulle proprietà ottiche di un'antenna per microonde.

Una tale antenna può essere costituita sia da un riflettore parabolico di rivoluzione sia da una lente metallica; questi elementi hanno la funzione di concentrare l'energia elettromagnetica intercettata in una ristretta zona del piano focale ove è posta un'antenna in guida d'onda (o un dipolo) che capta l'energia che alimenta il ricevitore.

In fig. 1 è disegnato, in linea continua, il grafico della distribuzione dell'intensità del campo elettrico nel piano focale di un paraboloide di rivoluzione, nell'ipotesi che venga intercettata una onda elettromagnetica dal fronte equifase piano e uniforme e con polarizzazione costante avente per direzione di propagazione l'asse z del praboloide stesso.

Se la direzione di propagazione della onda forma un angolo δ con l'asse z, la distribuzione (nell'ipotesi che non varî apprezzabilmente di forma) si sposta nel piano focale di Δd in una direzione complanare con la direzione di provenienza, (la nuova configurazione è indicata dalla linea tratteggiata in figura).

Conseguentemente si può affermare che la posizione del massimo di distribuzione M del campo elettrico nel piano focale individua la direzione di provenienza di un'onda elettromagnetica supposta avente un fronte equifase piano ed uniforme.

2. - DESCRIZIONE DEL FUNZIONAMENTO DEI SISTEMI

È stato dimostrato, sia pure da un punto di vista intuitivo, come esista una corrispondenza biunivoca tra la posizione del massimo e la direzione di provenienza di un'onda elettromagnetica piana ed uniforme. Il problema di individuare una direzione si riduce a quello di determinare la posizione del massimo nel piano focale. A tale scopo si può procedere analizzando i valori dell'energia in certi punti fissi posti, ad es., in posizione simmetrica rispetto all'asse dell'antenna.

Tale indagine può essere fatta su una linea continua che logicamente è rappresentata da un cerchio, o su di un numero discreto di punti, ad es., i 4

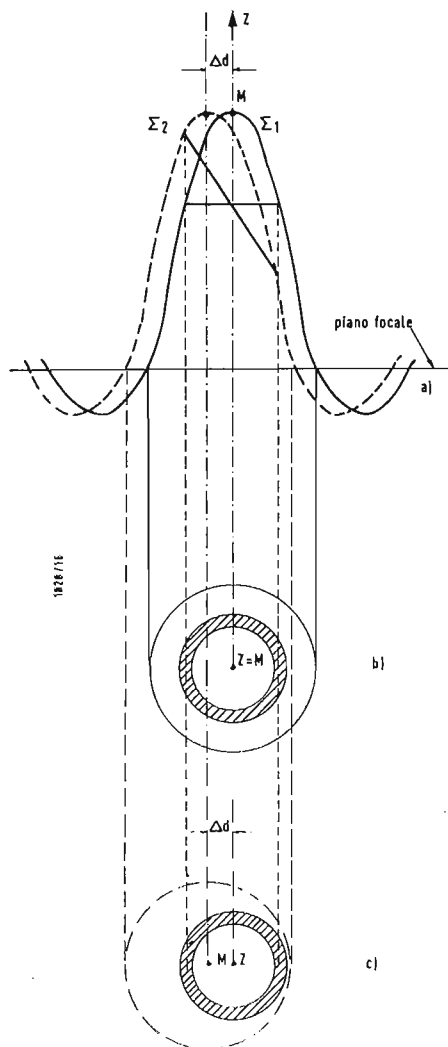



Fig. 2

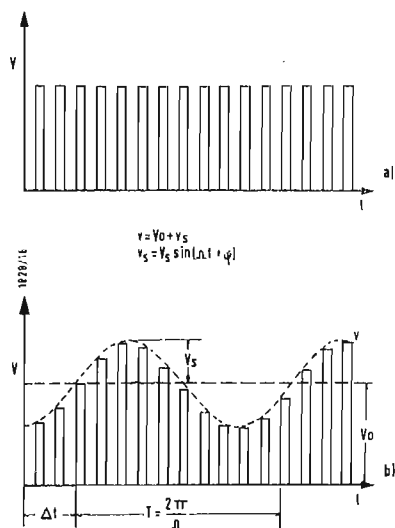



Fig. 3

spigoli di un rettangolo (cerchio e rettangolo aventi il centro sull'asse dell'antenna z).

2.1. - Sistema a scansione conica.

Una possibilità è dunque quella di prelevare con continuità nel tempo i valori dell'energia elettromagnetica su una circonferenza (o meglio su di una corona circolare) posta sul piano focale col centro sull'asse z. Per una onda piana avente una direzione coincidente con l'asse z, il massimo M della distribuzione dell'intensità del campo elettrico (e dell'energia) è sull'asse z, i valori sui vari punti della circonferenza hanno tutti la stessa ampiezza.

Se la direzione di provenienza forma un angolo δ con l'asse z, il massimo M risulta spostato di Δd (in una data direzione) ed i valori relativi ai vari punti della circonferenza considerata hanno ampiezze diverse.

In fig. 2 a) b) e c) sono illustrate due situazioni: le intensità corrispondenti alle curve (continua e tratteggiata) Σ_1 e Σ_2 di a) sono rappresentate in b) e c) per curve di livello nel piano focale, la corona con campitura rappresenta l'area spazzata della antenna esploratrice.

La tensione in uscita nel canale video (nel caso di un radar ad impulsi) nei casi b) e c) di fig. 2 hanno rispettivamente gli andamenti indicati in fig. 3 a) e b).

L'inviluppo del secondo segnale $v = V_0 + v_S$ è scomponibile in una tensione continua V_0 ed una tensione alternativa $v_S = V_S \sin (\Omega t + \varphi)$. La tensione v_S presenta un'ampiezza di modulazione V_S che è funzione di Δd e quindi di δ, la fase $\varphi = \Omega \Delta t$ (essendo $\Omega = 2\pi n/60$, n = numero di giri al minuto dell'antenna di scansione) individua nel piano α la direzione di provenienza dell'energia elettromagnetica; il piano α è a sua volta definito da tale direzione e dall'asse z.

La descrizione dello schema di principio, dato in fig. 4, permette di comprendere il funzionamento del sistema. Con A è indicata l'antenna di scansione posta in rotazione nel piano focale del paraboloide P, alla velocità angolare Ω, dal motore M calettato in genere sull'asse z. Tale antenna è costituita da un'antenna a tromba in guida d'onda circolare (o rettangolare o a dipolo se la sua funzione è, oltre che ricevere, anche di trasmettere).

Il motore M fa ruotare allo stesso numero di giri un generatore bifase G che genera due tensioni sinusoidali v_1 e v_2 di pulsazione $\omega \equiv \Omega$ e sfasate di $\pi/2$.

Tali tensioni costituiscono un riferimento che consente di definire il piano α ed in esso il segno di δ.

La tensione v_S, che contiene l'informazione, ha una certa relazione di fase con le tensioni di riferimento v_1 e v_2; tali tensioni, in un caso particolare, sono rappresentate in fig. 5 (la tensione v_S è disegnata 2 volte per le ragioni di seguito esposte).

Le tensioni $v_1 = V \sin \omega t$ e $v_2 = V \sin (\omega t - \pi/2)$ alimentano rispettivamente i comparatori di fase C_1 e C_2, tali comparatori funzionano nella maniera seguente.

Essi permettono l'uscita di un segnale applicato (nel nostro caso v_S) nel semiperiodo positivo delle tensioni di riferimento v_1 e v_2 applicate.

Di conseguenza le uscite dai comparatori C_1 e C_2 sono rappresentate dalle aree tratteggiate di fig. 5 c) e d).

Tali tensioni e_1 ed e_2 opportunamente filtrate (le aree negative sono sottratte a quelle positive) costituiscono i segnali che amplificati in A_1 ed A_2 pilotano gli asservimenti che a loro volta dirigono l'antenna P nel piano verticale (rotazione intorno all'asse x) ed in quello orizzontale (rotazione intorno all'asse y) per mezzo dei servomotori M_1 ed M_2 (confrontare lo schema di principio di fig. 6).

Per comprendere meglio il funzionamento, facciamo l'ipotesi che la tensione v_S sia in fase con la v_1. In tal caso la tensione e_1 proveniente da C_1 è massima e la e_2 proveniente da C_2 è nulla (valore medio nullo in quanto le aree negative sono uguali a quelle positive); solo l'asservimento rappresentato da A_1, M_1 agisce sull'antenna nel piano verticale.

2.2. - Sistema a commutazione di lobi (1).

In questo sistema la posizione del massimo M è individuata analizzando l'energia prelevata successivamente in quattro punti del piano focale (P_1, P_2, P_3, P_4) posti ai vertici di un rettangolo avente il centro sull'asse z.

I punti P_1, P_2, P_3, P_4 rappresentano i centri di quattro antenne in guida d'onda, aventi la loro apertura sul piano focale.

Tali guide d'onda eccitate contemporaneamente in fase in trasmissione, sono poste in ricezione in sequenza rapida per mezzo di commutatori elettronici costituiti da tubi a gas.

In fig. 7, analogamente al caso precedente, è illustrato il principio di funzionamento nel caso di onda piana avente direzione coincidente con z (caso b) o formante un angolo δ con esso (caso c).

La superficie con campitura rappresenta le bocche di quattro antenne a tromba rettangolare.

Nel canale video il segnale è dello stesso tipo di quello indicato in fig. 3, ma il periodo dell'onda di tipo sinusoidale (sovrapposta al valore continuo V_0) è estremamente più breve; in questo caso infatti la commutazione ciclica dei quattro canali di ricezione è fatta elettronicamente per mezzo di tubi a gas (ciò che evita l'inerzia delle parti meccaniche in movimento). Eccetto

1) Tale denominazione deriva dal fatto che la commutazione successiva delle quattro antenne a tromba poste nel piano focale, equivale alla commutazione di quattro lobi di ricezione simmetricamente posti intorno all'asse z.

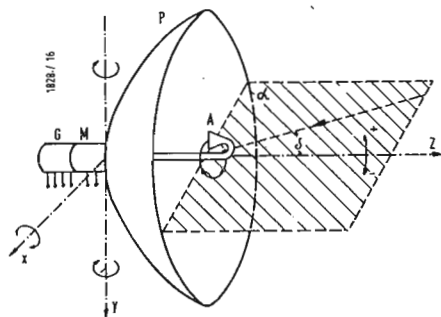



Fig. 4

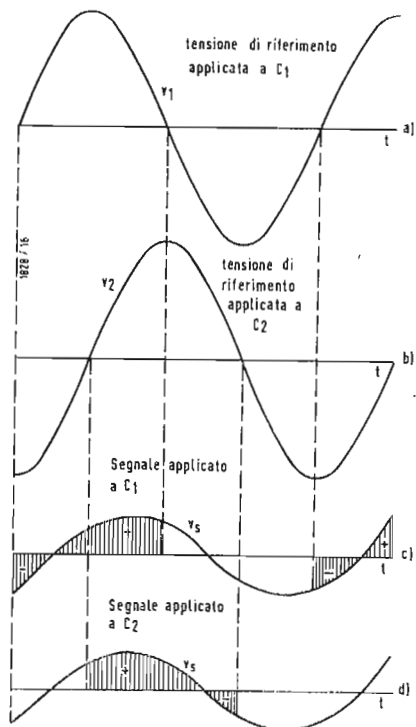



Fig. 5

questa particolarità, di cui si vedrà l'importanza, il sistema è concettualmente analogo al precedente.

2.3. - Sistemi a comparazione simultanea dei segnali «monopulse»

Nei due sistemi descritti per determinare la direzione è necessario fare una analisi dei segnali nel tempo T (periodo di scansione); nel sistema a comparazione simultanea dei segnali, descritto in questo paragrafo, è invece possibile ottenere l'informazione completa ad ogni istante. Per tale proprietà è stata attribuita a questo ultimo sistema l'appellazione di «monopulse», che vuol indicare la conoscenza della direzione per ogni impulso trasmesso. Tale denominazione è universalmente conosciuta ma, in realtà, dovrebbe essere limitata ai radar ad impulsi e non comprendere quelli ad onda continua risultando perciò meno generale del termine «comparazione simultanea dei segnali».

La conformazione esterna dell'antenna è analoga a quella dell'apparato a commutazione di lobi, ma in questo caso le quattro antenne a tromba ricevono il segnale contemporaneamente e la elaborazione dei segnali per ottenere l'informazione è fatta nella parte a radio-frequenza (RF) invece che nel canale video).

Ne risulta una sezione a RF complicata con speciali componenti quali gli «anelli ibridi» ed i «T magici».

In fig. 8 è dato uno schema che impiega quattro «anelli ibridi», i segnali a RF: V_1, V_2, V_3, V_4 provenienti dalle corrispondenti antenne a tromba sono elaborati in maniera che all'uscita sono presenti due segnali differenza:

$$V_{D1} = (V_1 + V_4) - (V_2 + V_3)$$
$$V_{D2} = (V_1 + V_2) - (V_3 + V_4)$$

ed un segnale somma:

$$V_S = V_1 + V_2 + V_3 + V_4$$

Tali grandezze permettono di determinare la posizione del massimo M di distribuzione dell'energia elettromagnetica nel piano focale (far riferimento alla fig. 7) e quindi la direzione di provenienza dell'eco.

Se $V_{D1} = 0$, $V_{D2} = 0$, il massimo M e sull'asse z e l'antenna è puntata sul bersaglio;

Se $V_{D1} \neq 0$, $V_{D2} = 0$, il massimo M è spostato verso destra (o verso sinistra) nel piano orizzontale;

Se $V_{D1} = 0$, $V_{D2} \neq 0$, il massimo M è spostato verso l'alto (o verso il basso) nel piano verticale;

Se $V_{D1} \neq 0$, $V_{D2} \neq 0$, il massimo M è fuori asse in un punto qualsiasi nella regione del piano focale (adiacente all'asse z).

È chiaro, dunque, che è necessario conoscere oltre alle ampiezze il loro segno. Ciò si ottiene impiegando il segnale somma V_S che ha la duplice funzione di permettere l'inseguimento automatico in distanza del bersaglio (2) e di definire il segno di V_{D1}, V_{D2} per comparazione di fase dopo l'amplificazione a media frequenza.

I segnali differenza possono essere in fase o in opposizione con il segnale somma. I segnali-errore che pilotano i due asservimenti (riferirsi alla descrizione del paragrafo 2.1.) sono del tipo:

$$\frac{V_{D1}}{V_S} \quad ; \quad \frac{V_{D2}}{V_S}$$

L'impiegare tali segnali-rapporto consente di eliminare gli errori dovuti alla fluttuazione aleatoria di ampiezza.

2) L'inseguimento automatico in distanza consente agli apparati radar ad impulsi (impiegati per l'inseguimento angolare automatico) la discriminazione di un bersaglio tra diversi bersagli presenti; per gli apparati radar ad onda continua la discriminazione è basata sull'effetto Doppler che seleziona le diverse velocità-radiali degli aerei.

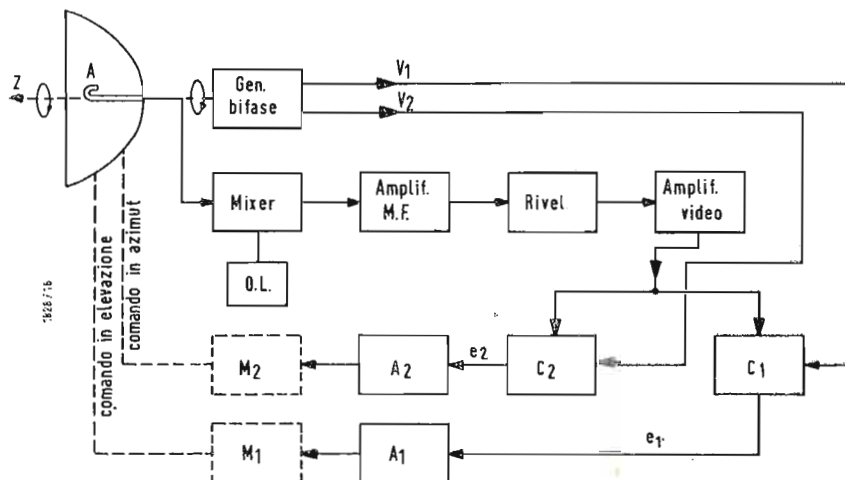



Fig. 6 - Le linee tratteggiate indicano elementi meccanici

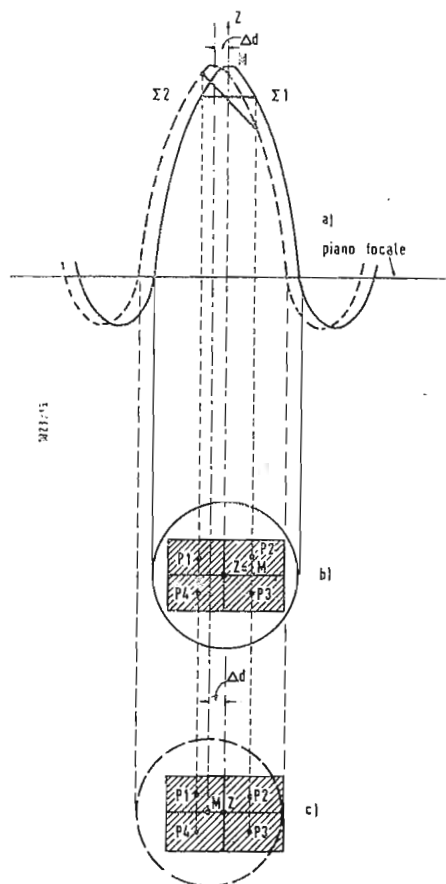



Fig. 7

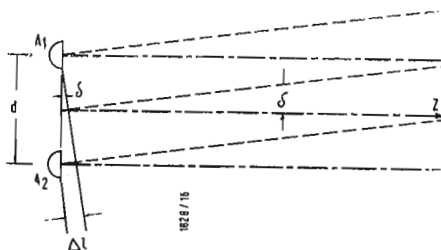



Fig. 9

Non è difficile rendersi conto come gli errori di fase nella sezione a RF possono causare errori di puntamento (se, infatti, nel caso del bersaglio sull'asse z, due segnali non sono esattamente in opposizione di fase per imperfezione del sistema, ne deriva un segnale-errore non nullo).

È necessario di conseguenza progettare il sistema con grande cura. Gli errori di fase negli amplificatori a media frequenza sono molto meno dannosi in quanto, in generale, hanno l'effetto di limitare la sensibilità.

2.3.1. - Altri apparati della famiglia dei sistemi a comparazione simultanea dei segnali.

Il sistema illustrato, definito anche come sistema a somma e a differenza di segnali, è il più noto ed il più impiegato, ma esistono altri due sistemi, di cui uno presenta caratteristiche assai interessanti, che rientrano nella famiglia degli apparati a comparazione simultanea dei segnali (3).

Il secondo sistema, di cui si da un cenno, è di tipo interferometrico; il principio sul quale è basato il suo funzionamento è di seguito illustrato.

Facendo riferimento alla fig. 9, è facile comprendere che un'onda dal fronte equifase piano ed uniforme, avente una direzione di propagazione parallela all'asse z, genera due segnali nelle antenne A_1 ed A_2 aventi una differenza di fase nulla. Se la direzione di provenienza forma un angolo δ con l'asse z, i segnali captati dalle due antenne hanno lo sfasamento:

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda}\, d \sin \delta = \frac{2\pi}{\lambda}\, \Delta l$$

3) Rhodes nel suo libro « Introduction to monopulse » da la definizione generale di apparato « monopulse » ed illustra i 3 sistemi che ne fanno parte.

dallo sfasamento è quindi possibile determinare la direzione di provenienza dell'onda e generare un segnale di puntamento automatico.

Per i valori $\Delta l > \lambda/2$ nasce una indeterminazione per cui è necessario definire un angolo massimo entro il quale il sistema opera senza ambiguità. Ciò è realizzabile limitando opportunamente il valore dell'apertura θ (ad es., tra i punti a 3 dB) dei lobi di ricezione delle antenne (vedi fig. 10).

Nel caso reale occorre avere informazioni nei due piani (verticale ed orizzontale) di conseguenza il sistema reale è costituito da quattro antenne poste ai vertici di un quadrato (il cui lato contiene diverse lunghezze d'onda). Tre antenne servono per la ricezione (il segnale di un'antenna è evidentemente impiegato sia per l'informazione in azimut che in elevazione) la quarta antenna serve per la trasmissione dell'energia.

3. - DISTURBI

I disturbi che provocano gli errori di puntamento possono essere divisi in due gruppi:

disturbi di origine esterna all'apparato;

disturbi generati nell'interno dell'apparato.

3.1. - Disturbi di origine esterna.

I disturbi di origine esterna sono causati dalle complesse proprietà riflettenti del bersaglio e dal suo movimento nello spazio; essi sono rappresentati da due fenomeni fondamentali:

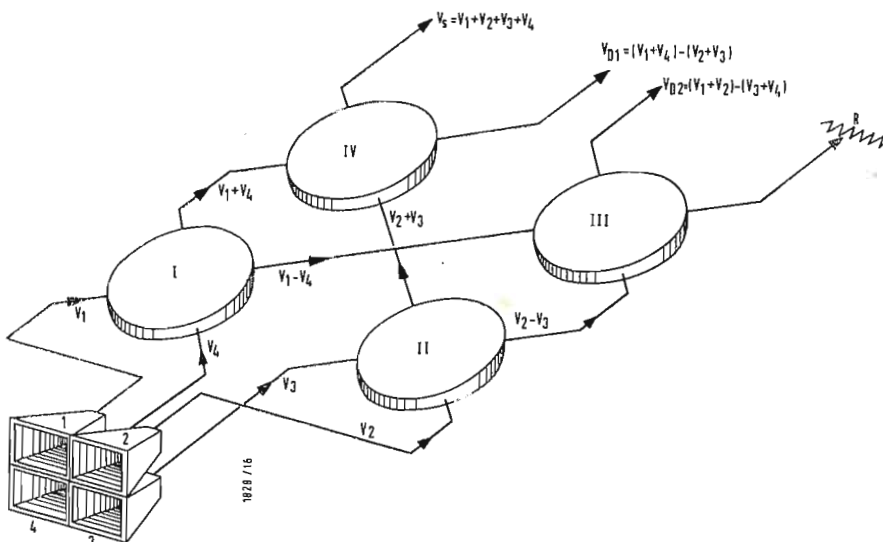
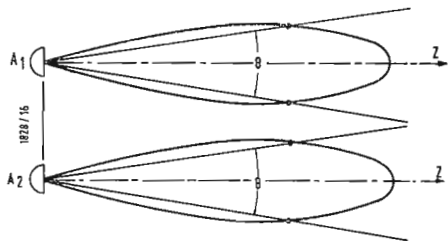
la fluttuazione di ampiezza del segnale ricevuto;

la deformazione del fronte dell'onda elettromagnetica riflessa.

Tali aspetti di disturbo sono esaminati nei paragrafi seguenti.

Fig. 8

Fig. 10

Fig. 11

3.1.1. - Fluttuazione dell'eco.

Un bersaglio reale è costituito da un corpo di proprietà riflettenti assai complesse; la riflessione dell'energia in una data direzione può essere rappresentata dalla sovrapposizione di campi elettromagnetici irradiati da sorgenti variabili di numero, di intensità, di fase. Tale schematizzazione è illustrata in fig. 11, ove la linea irregolare l definisce il contorno di un corpo che si suppone cilindrico con generatrici normali al piano del disegno (ciò consente di studiare il problema in due dimensioni)

Un'onda di fronte equifase piano ed uniforme (normale al piano del disegno e rappresentato dalla traccia f) avente direzione e verso di propagazione n_1 è riflessa nella direzione di provenienza (verso l'apparato che irradia l'energia) sia dalle porzioni di superficie ΔS_i tangenti a piani paralleli al fronte d'onda sia per riflessioni multiple. Tale asserzioni sono accettabili dato che la lunghezza d'onda λ dell'energia elettromagnetica è in genere molto inferiore alle dimensioni del bersaglio; il problema, in tali ipotesi, può essere risolto con buona approssimazione applicando i principi dell'ottica geometrica, considerando solo le parti che riflettono specularmente (4).

I campi elettrici (e magnetici) rinviati nella direzione di provenienza possono essere pensati generati da n sorgenti G_i, allineate su una parallela al fronte d'onda f, che irradiano quantità $E_i(\Delta S_i)\, e^{j\theta_i}$, essendo $E_i(\Delta S_i)$, l'ampiezza del campo elettrico funzione di ΔS_i e $\theta_i = 2\pi/\lambda \cdot \Delta d$ la fase, in anticipo o in ritardo, presa rispetto ad una retta di riferimento (la l in fig. 11), $\Delta d = 2d_i$ essendo la differenza di cammino (5).

Se un corpo subisce rotazioni, variano sia il numero di sorgenti che le ampiezze e le fasi.

In fig. 12 è data, in funzione dell'angolo β, l'energia riflessa da un aereo nel piano di simmetria verticale, le variazioni dell'intensità dovuti a fenomeni di interferenza possono raggiungere ampiezze di 30 ÷ 35 dB.

L'angolo compreso tra l'ampiezza massima di due lobi adiacenti dipende dalla frequenza dell'energia elettromagnetica riflessa; esso è di circa 6' per $\lambda = 10$ cm, e di circa 2' per $\lambda = 3$ cm. Tutti gli elementi meccanici in rotazione o comunque in movimento (eliche, turbine, parti in vibrazione) intervengono in maniera notevole incrementando il livello di disturbo.

3.1.2. - Deformazione del fronte d'onda.

Il fronte equifase di un'onda elettromagnetica piana ed uniforme avente una determinata polarizzazione, dopo aver subito una riflessione da parte di un corpo comunque complesso, si presenta completamente distorto. Tale fronte è assimilabile ad una superficie irregolare sulla quale il campo elettrico (e magnetico) ha in ogni punto valore e polarizzazione variabile, esso cambia di forma in modo aleatorio in funzione dei movimenti del corpo riflettente.

In fig. 13 è data, a titolo indicativo,

4) La soluzione esatta del problema richiede l'applicazione delle equazioni di Maxwell con opportune condizioni ai limiti; difficoltà insormontabili si oppongono a tale procedimento che ha dato risultati solo in casi semplici (ad es. per la sfera).

5) Nel caso di riflessioni multiple, caso della linea a tratto e punto in fig. 10, l'intensità E'_5 (E''_5) è funzione di $\Delta S'_5$ e $\Delta S''_5$, e $\Delta d = 2d'_5 - d''_5$.

Le porzioni di superficie ΔS_i sono a loro volta funzione del rispettivo raggio di curvatura, le grandezze d_i possono essere positive o negative.

Fig. 12

Fig. 13

Fig. 14

la rappresentazione di una porzione di un tale fronte d'onda.
Studi analitici, fatti considerando allineamenti od altre disposizioni di corpi alimentari (ad es., sfere di vario diametro), hanno dato risultati interessanti ma che hanno valore unicamente indicativo. Informazioni più realistiche sono state ottenute da esperienze e con l'impiego di simulatori studiati a tale scopo; il fenomeno si presenta in ogni modo assai complicato.

3.2. - Disturbi di origine interna.

3.2.1. - Rumore del ricevitore.

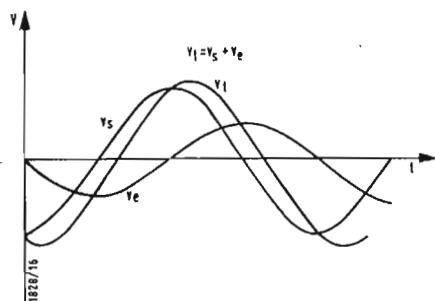
Il rumore presente nel ricevitore, causato dall'agitazione termica negli elementi resistivi, dai tubi elettrogeni, da altre cause diverse, dipende dal tipo di ricevitore impiegato.
La potenza minima di ricezione può essere espressa dalla formula:

$$P_{rmin} = N\ K\ T\ \Delta f$$

ove:

$K = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/°K è la costante di Boltzman;

T = temperatura assoluta, un valore spesso impiegato è 290 °K;

$\Delta f = \gamma \int_{f_1}^{f_2} G(f)df$ è la larghezza di banda, $G(f)$ è la risposta in ampiezza in funzione della frequenza, f_1 ed f_2 sono le frequenze limiti della banda e γ è una costante;
N = figura di rumore, valori tipici per i radar, alle varie frequenze, sono date nella tabellina che segue.

FREQUENZE	N	N (dB)
200 MHz	6	8
1.000 MHz	10	10
3.000 MHz	13	11
9.000 MHz	20	14
24.000 MHz	40	16

3.2.2. - Disturbi nel sistema di asservimento.

La precisione, la stabilità, la rapidità di risposta sono gli elementi che definiscono le caratteristiche di un servomeccanismo.
La larghezza di banda dell'asservimento (che nei confronti dei segnali si presenta come un filtro passa basso) interviene direttamente nelle prestazioni. Per avere, ad es., una risposta rapida è richiesta una grande larghezza di banda che occorre altresì limitare per impedire che segnali spuri possano interferire sul corretto funzionamento.
Di conseguenza le soluzioni ottenibili sono sempre di compromesso. La larghezza di banda reale, per la presenza di elementi inerziali, supera raramente qualche Hz.

3.2.3. - Effetti derivanti dal controllo automatico di guadagno (CAG).

Le fluttuazioni del segnale a bassa frequenza devono essere eliminate da un opportuno CAG (posto negli amplificatori a media frequenza): disturbi a frequenza elevata non sono nocivi in quanto assorbiti dall'asservimento che, come fatto notare, funziona da filtro passa basso. Nel sistema di inseguimento a scansione conica è evidente che la larghezza di banda del CAG deve essere inferiore alla frequenza di scansione f_S, altrimenti verrebbe cancellata l'informazione di direzione. Nei casi pratici la frequenza di taglio f_t del CAG è limitata a 1/10 f_S o a 1/8 f_S.
Se f_S è di (30 ÷ 50) Hz, la f_t risulta dell'ordine di grandezza di (3 ÷ 5) Hz, valore in genere sufficiente ad eliminare i disturbi che influenzano l'asservimento.
Nel sistema « monopulse » è possibile mostrare come l'effetto della larghezza di banda del CAG abbia influenza diversa sulla precisione a seconda della distanza.
A brevi distanze conviene una larghezza di banda modesta che riduce grandemente il disturbo dalla distorsione del fronte d'onda per angoli di errore piccoli. A grandi distanze invece una larghezza di banda ampia presenta caratteristiche globali migliori, questa ultima soluzione è in genere adottata negli apparati.

4. - INFLUENZA DEI DISTURBI SUGLI APPARATI

4.1. - Errori generati dalla fluttuazione di ampiezza.

Nel paragrafo 3.1.1. sono state qualitativamente analizzate le cause da cui derivano le fluttuazioni dell'ampiezza dei segnali ricevuti che assumono in certi casi valori notevoli.
È assai semplice rendersi conto della influenza che tale modulazione parassita può avere su un radar scansione conica.
In fig. 14 è riportata la tensione v_S che alimenta i comparatori di fase da cui escono i segnali di comando del servomeccanismo che a sua volta dirige l'antenna in azimut ed in elevazione. Come è noto tale tensione v_S ha una frequenza uguale a quella di scansione, è chiaro che se un segnale parassita, dovuto alla fluttuazione, ha componenti con frequenza vicina a quella di scansione (ad es., la v_e in fig. 14), si ha una deformazione dell'ampiezza e della fase del segnale che pilota i

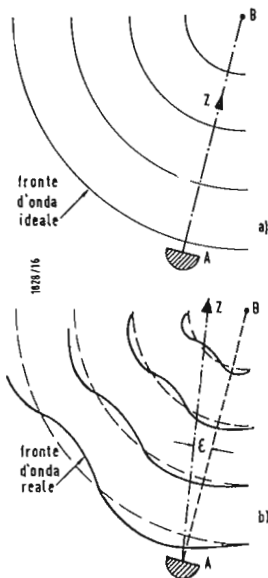



Fig. 15

comparatori di fase (sègnale risultante v_i). Ne deriva un errore di puntamento di natura aleatoria ed incontrollabile. Tale fenomeno ha conseguenze meno gravi per il sistema a commutazione di lobi che, avendo una velocità di commutazione di diverse centinaia di Hz, interessa una zona dello spettro del disturbo ove le ampiezze sono modeste (le ampiezze del disturbo, notevoli al di sotto dei 60 Hz, diminuiscono con la frequenza).

Il sistema « monopulse » invece, elaborando rapporti di segnali, è immune da tali variazioni; il suo grado di precisione è di conseguenza maggiore.

4.2. - Errori generati dalla deformazione del fronte d'onda.

La precisione di ogni sistema, compreso il « monopulse », è influenzato dalla deformazione del fronte d'onda.

Senza affrontare matematicamente il problema, si riportano le conclusioni.

Un'antenna di un radar di inseguimento tende a puntare il proprio asse normalmente al fronte d'onda. Se tale fronte non è deformato, l'asse dell'antenna z coincide con la direzione di provenienza dell'energia riflessa (fig 15 *a*)); se esiste una deformazione, nasce di conseguenza un errore di puntamento ε che varia nel tempo di funzione della configurazione aleatoria del fronte (fig. 15 *b*)). Tale errore diminuisce con la distanza radar-bersaglio, infatti è facile rendersi conto come, con l'allontanarsi dell'elemento riflettente B, il fronte tenda a diminuire la propria curvatura.

L'errore è inoltre funzione dell'apertura del paraboloide, vale infatti per il sistema a commutazione di lobi una relazione del tipo:

$$\varepsilon = K \arcsin \frac{\lambda}{2D}$$

ove:

λ = lunghezza d'onda;

D = diametro del paraboloide; che dimostra che con l'aumento di D diminuisce l'errore ε.

4.3. - Errori generati da sorgenti interne.

Come accennato nel paragrafo 3.2., tali errori sono dovuti: al rumore proprio del ricevitore, al sistema di asservimento, alle caratteristiche dal CAG.

Il rumore del ricevitore cresce all'aumentare della distanza radar-bersaglio, infatti al diminuire dell'ampiezza del segnale si abbassa il rapporto Segnale/Disturbo.

I disturbi presenti nell'asservimento possono essere invece considerati indipendenti dalla distanza.

Fig. 16

5. - COMPARAZIONE TRA LA PRECISIONE DEI DIVERSI SISTEMI

È ovvio che il sistema meno sensibile ai disturbi ed ai rumori è quello che presenta le migliori caratteristiche di precisione.

Si ammetta che un opportuno CAG elimini in ogni apparato la fluttuazione a bassa frequenza.

In tale ipotesi, il disturbo D_I dovuto alle variazioni di ampiezza risulta indipendente dalla distanza, come indipendente dalla sistanza è il disturbo D_{II} presente nel sistema di asservimento.

L'errore dovuto alla distorsione del fronte d'onda D_{III}, facendo riferimento ad un determinato bersaglio, descresce con la distanza, mentre il rumore del ricevitore D_{IV} aumenta.

Riportando in un grafico logaritmico, con unità proporzionali alla distanza in ascisse ed unità proporzionali al valore quadratico medio del disturbo in ordinate, si ottiene il risultato indicato in fig. 16.

La linea H, composizione delle linee D_I, D_{II}, D_{III}, D_{IV} da il disturbo totale per un sistema a scansione conica (ogni ordinata è data dalla radice quadrata della media dei quadrati delle ordinate delle singole grandezze); la linea K, risultante dalla composizione delle funzioni D_{II}, D_{III}, D_{IV} da il disturbo totale per il sistema « monopulse ».

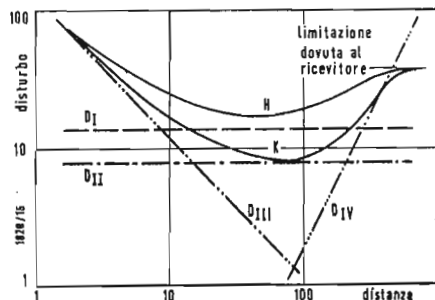
Da questo esame comparativo di massima risulta che il « monopulse » da prestazioni migliori del sistema a scansione conica.

Un'analisi più approfondita attribuisce al « monopulse » altri vantaggi rispetto agli altri apparati, esso presenta infatti un maggior rendimento dell'energia captata, minori perdite dovute ai giunti rotanti, maggior capacità nel discriminare bersagli multipli, più grande sensibilità angolare.

Esperienze pratiche danno un errore quadratico medio angolare di 20'' per un radar « monopulse » avente una larghezza del lobo di antenna di 1°15', tale errore diminuisce con la distanza; a distanze notevoli la variazione dell'indice di rifrazione dell'aria è la causa principale di deviazione.

6. - CONCLUSIONE

Dopo l'analisi fatta, non c'è dubbio che il sistema a comparazione simultanea dei segnali (« monopulse ») dia, da un punto di vista puramente tecnico, le migliori prestazioni.

Ovviamente alle più grandi capacità si contrappone una maggiore complicazione dell'apparato, ciò con speciale riferimento alla parte a RF (« anelli ibridi », guide d'onda) che è particolarmente delicata. L'impiego del « monopulse » è quindi limitato ai casi ove la precisione ha carattere dominante (ad es., nei missili) e giustifica largamente il maggior costo. *A*

u. b.

Entra in attività a Londra il centro di televisione educativa per l'estero

È stato creato a Londra con l'appoggio finanziario del Governo britannico, della Fondazione Nuffield e di importanti ditte industriali e commerciali, il nuovo Centro di Televisione Educativa per l'Estero che presto sarà in grado di soddisfare le richieste di materiale didattico da usarsi per la TV scolastica, in qualsiasi paese, e di provvedere all'addestramento degli insegnanti per la TV.

Si spera che presto il nuovo Centro per la Televisione Educativa Oltremare di Londra sia in grado di cominciare a rispondere alle richieste di materiale per la produzione televisiva per le scuole dei paesi oltremare, che appartengano e no al Commonwealth e qualunque sia la lingua da loro usata.

L'istituzione di questo centro è veramente tempestiva. Negli ultimi due o tre anni l'attenzione si è accentrata da un lato sui programmi intesi ad aiutare i paesi in fase di sviluppo a diffondere i loro sistemi di istruzione, o dall'altro sulla televisione come mezzo non solo di comunicazione ma di istruzione.

La televisione non è più ormai il monopolio dei paesi tecnicamente progrediti, ed in molti di questi paesi essa è considerata principalmente come un mezzo di educazione e come una parziale soluzione alla paralizzante scarsezza di insegnanti qualificati.

Ma, se nei paesi in fase di sviluppo vi è una seria scarsezza di insegnanti, vi è anche l'assenza quasi totale di uomini e donne con un'esperienza tale da poter ideare e presentare programmi televisivi educativi. Per un certo periodo la Fondazione Nuffield di Londra ha preso in esame questo problema e ne ha discusso con i dipartimenti governativi, con la B.B.C., con le società televisive indipendenti, con le compagnie cinematografiche e con tutte le persone interessate e competenti nel settore dell'educazione. Il risultato è stato alla fine del 1961 l'istituzione del Centro per l'Educazione Televisiva Oltremare che dovrebbe fornire il materiale base per programmi educativi televisivi diretti tanto agli alunni dello scuole quanto agli adulti.

Questo centro rappresenta il centro di raccolta delle cognizioni e dell'esperienza di un certo numero di enti pubblici e privati e viene finanziato dal Governo inglese, da enti pubblici e da ditte private. Il governo ha promesso delle sovvenzioni fino a 100.000 sterline in cinque anni e somme simili dovrebbero essere erogate anche dalla Fondazione Nuffield e dalle società televisive indipendenti. La B.B.C. contribuirà con servizi e facilitazioni tecniche. La Fondazione Gulbenkian ha offerto 10.000 sterline per la ricerca nei programmi scientifici, mentre la Rediffusion, la Unilever, la J. Arthur Rank Organization, la Guiness, la Shell International e la Barclays Bank hanno promesso un contributo globale di 50.000 sterline.

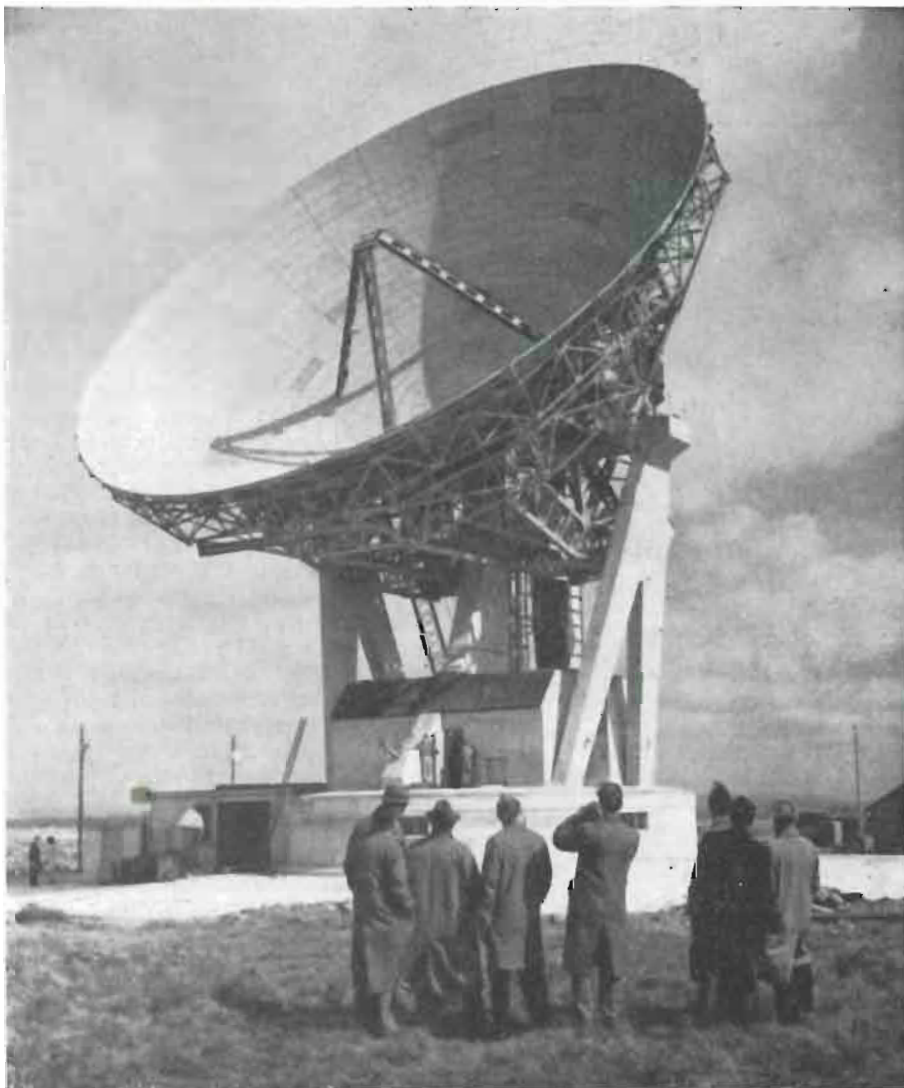
I primi cinque membri del Consiglio Esecutivo rappresentano la diversità degli interessi del Centro. Il presidente è il Dr. L. Farren-Brown, direttore della Fondazione Nuffield, ed il tesoriere è Mr. J. M. Coltart, che è il presidente dell'associazione delle compagnie televisive indipendenti. Gli altri membri sono il Professor L.J. Lewis Capo del Dipartimento dell'Educazione nelle Zone Tropicali, dell'Istituto dell'Educazione dell'Università di Londra; il Comandante J. Proud, consulente per lo sviluppo televisivo presso il Segretariato della Collaborazione Tecnica e Mr. John Shupham, Capo delle trasmissioni Educative della B.B.C.

Il Centro sta lavorando già in via sperimentale e ha cominciato a vagliare le richieste (che già cominciano ad arrivare) fissando l'ordine di precedenza. Una volta entrato nel pieno andamento del lavoro, esso dovrebbe essere in grado di occuparsi di una vasta mole di lavoro, per quanto intenda trattare ogni questione individualmente.

Ogni programma che esso preparerà sarà fatto su misura per le richieste dell'utente e non verrà preparato nessun programma a meno che non vi sia una specifica richiesta. Il Centro non intende imporre le proprie idee ai paesi che si serviranno della sua opera nè dare quello che esso pensa sia bene per loro. Esso presume fin dagli inizi che le persone sul posto sanno meglio di chiunque altro quello di cui il loro paese ha maggior bisogno.

Una parte del materiale base su materie quali la scienza potrà essere utilizzato in vari paesi, ma esso sarà sempre integrato con del materiale appositamente scelto per il paese di destinazione. Se per esempio sarà necessaria la riproduzione di un

ponte per dimostrare una particolare questione tecnica, sarà quella di un ponte del paese al quale è diretto il programma.
Il programma sarà fatto in modo che l'insegnante o il commentatore che lo presenta dalla stazione locale potrà adattarlo come ritiene sia meglio per il suo pubblico, usando come crede più opportuno le brevi sequenze filmate, le fotografie i modelli e i diagrammi. Insieme al materiale visivo sarà fornita anche una breve spiegazione degli scopi istruttivi del programma, ed il copione di commento che l'insegnante potrà tradurre direttamente nella lingua del suo paese, o usare come base di un suo proprio copione. Prima che questo materiale lasci il Centro esso sarà sperimentato e provato negli studi televisivi da insegnanti dei paesi l'oltremare che si trovano in Inghilterra per dei corsi di perfezionamento.
Ma il successo di questi programmi, per quanto abilmente ideati dipenderà dall'uso che se ne farà nelle stazioni locali e dagli insegnanti delle scuole. Perciò un'altra importante attività del Centro sarà quella di addestrare del personale per la presentazione dei programmi televisivi e per il loro uso nelle classi scolastiche. Inoltre i maestri d'oltremare che si trovano in Inghilterra potranno frequentare dei corsi presso il Centro di Londra, ed anche ricevere un certo addestramento presso la B.B.C. Eventualmente il Centro spera di poter organizzare dei seminari per gli insegnanti dei paesi « riceventi ».
« E qui » ,dice uno dei dirigenti del Centro « speriamo di essere in grado di imparare dagli insegnanti tanto quanto essi imparano da noi ».
Questa è la filosofia del Centro. Prendere l'esistente stock di cognizioni tecniche ed aggiungervi i risultati delle ricerche e dei continui esperimenti per servire i bisogni dei paesi che, sino a questo momento, sono stati i meno favoriti dal punto di vista dell'educazione.

Nel quadro del progetto « Telstar », l'Inghilterra ha costruito una stazione a Goonhilly, nella regione sud-occidentale della Cornovaglia. L'impianto è equipaggiato per la ricezione e per la trasmissione di immagini televisive, nonchè di telefoto, di conversazioni telefoniche e dati per calcolatrici elettroniche. Nella fotografia è raffigurato il parabolide di oltre 25 m di diametro. La stazione di Goonhilly è stata costruita a cura del Post Office britannico.

Visita al nuovo stabilimento semiconduttori ATES

Una delicata fase di montaggio di un transistore nello stabilimento semiconduttori di Catania della Ates.

Il 5 luglio un gruppo di Dirigenti e Tecnici dell'industria elettronica italiana e di giornalisti specializzati ha visitato il nuovo stabilimento Semiconduttori ATES di Catania.

Gli ospiti, accompagnati dall'Ing. José Rafael Bejarano, Presidente della RCA Internetional Ltd. ed Amministratore Delegato della ATES, sono giunti a Catania con un aereo speciale e sono stati accolti dal Direttore dello Stabilimento, Ing. J. M. Spooner, e dai suoi collaboratori.

Nel corso della mattinata i visitatori, accompagnati da ingegneri dello Stabilimento hanno visitato gli impianti ed hanno seguito passo per passo le operazioni di produzione dei transistors RCA. Essi hanno manifestato vivo interesse per le particolari ed avanzate tecnologie adottate nella nuova fabbrica.

Dopo una colazione consumata alla mensa dello Stabilimento, gli Ospiti hanno assistito ad un breve ciclo di conversazioni volte ad illustrare l'attività della ATES e le caratteristiche tecniche e di applicazione dei semiconduttori da lei prodotti. L'Ing. J.R. Bejarano, con una breve introduzione, ha illustrato agli ascolatori le finalità della ATES ed, in particolare, quelle dello Stabilimento Semiconduttori di Catania. Quindi l'Ing. Nelson D. Pagani, Direttore Commerciale della ATES e l'Ing Ernesto Bartolozzi, Direttore degli Uffici Vendite di Milano, hanno trattato alcuni problemi inerenti l'organizzazione di distribuzione dei nuovi semiconduttori prodotti a Catania.

Ha avuto luogo quindi la proiezione di un film scientifico realizzato dalla RCA, illustrante i vari procedimenti produttivi dei semiconduttori messi in atto sia dalla RCA negli Stati Uniti che dalla ATES a Catania. Il commento del film è stato curato dall'Ing. Fabrizio Paolelli, capo della Produzione semiconduttori.

Dopo un breve rinfresco hanno avuto luogo conversazioni di carattere tecnico· Ha esordito il Prof. Ing. Renato Kock, Direttore Generale dei nuovi impianti industriali della ATES, il quale ha tracciato un breve panorama dei progressi compiuti nel campo dei semiconduttori, con particolare riguardo ai gruppi ed alle famiglie degli stessi attualmente disponibili nel campo pratico.

L'Ing. Enzo Battisti, capo del Laboratorio Applicazioni semiconduttori di Catania ha quindi passato in rassegna le varie applicazioni dei semiconduttori attualmente prodotti dallo Stabilimento e si è soffermato sulle varie combinazioni circuitali che essi rendono possibili.
L'Ing. Raimondi Paletto, capo della Sezione Tecnica dello Stabilimento ha quindi illustrato le tecniche messe in atto a Catania per il controllo delle qualità mettendo in evidenza il rigore dei metodi volti ad assicurare il più elevato livello qualificativo dei semiconduttori prodotti dalla ATES. Al termine i tecnici della ATES hanno fornito chiarimenti in risposta ad alcune domande particolari rivolte dagli Ospiti. I visitatori sono rientrati a Roma ed a Milano in serata mediante lo stesso aereo che li aveva condotti a Catania.

Come è noto lo Stabilimento di Catania ha iniziato la produzione nel gennaio 1962, a circa un anno dall'inizio dei lavori per il suo impianto. La visita dei rappresentanti dell'industria elettronica italiana ha avuto quindi luogo in occasione dell'inizio della distribuzione sul mercato dei semiconduttori RCA prodotti dalla ATES, la quale decorrerà appunto dal mese di luglio. La manifestazione ha assunto il significato di una cordiale presa di contatto fra la ATES ed i maggiori esponenti dell'industria italiana che utilizzerà i suoi prodotti, con l'intento di dar vita ad un amichevole colloquio sul piano tecnico e commerciale.

Hanno partecipato alla manifestazione i seguenti Signori: Dr. Ing. Giuseppe Airoldi (RAI) Dr. Ing. Alessandro Beretta (Lesà); Sig. Maurizio Bigliani (Magnadyne) Dr. Ing. Mario Brunelli (Faret); Sig. Luigi Colombo (Elmephon); Sig. Giampiero Cozzi (Lares); Dr. Ing. Antonio Crisci (A. Bacchini); Sig. Ettore D'Angelo (Siemens); Dr. Sante Denti (Trans Continent Radio); Sig. Carlo Di Ciaula (Westman); Sig. Paolo Dufour (Cea-Perego); Sig. Francesco Ferrari (Sonomusik); Sig. Pietro Ferrari (Magnadyne); Sig. Alessandro Fisher (FIMI); Ing. Gastone Flandoli (A. Bacchini); Sig. Imperio Galardi (Emerson) Dr. Ing. Luciano Foà (FARET) Dr. Ing. G. Gardini (Siemens); Sig. Vittorio Giudici (Marelli-Lenkurt); Dr. Ing. Emilio Hensemberger (Autovox); Sig. Gaetano Leporino (Retzen); Comm. Nello Meoni (Lesa). Sig. Leone Pajetta (Brion Vega); Dr. Ing. Giovanni Mazzoli (Autovox); Dr. Ing. Giovanni Paracchini (Marelli-Lenkurt) ;Dr Ing. Angelo Pistilli (Siemens); Sig. Guido Rossi (Ducati); Dr. Ing. Almerigo Saitz (FIMI); Dr. Ing. Giampiero Sestili (FARET); Dr. Ing. Marino Sorarù (Ricagni); Sig. Luigi Todi (Voce Radio); Sig. Mario Tommasini (FIMI); Ing. Giulio Vercellini (Face Standard); Dr. Ing. Winfrid Winkler (Lares); Sig. Franco Zalateo (Elmophon); Sig. Andrea Zenesini (Europhon) Sig. Sandro Zucchinelli (Var).
La stampa tecnica era rappresentata dai seguenti Signori: G.B. Angeletti (Radio Industria); Giulio Borgogno (Radio e Televisione); Prof. Ing. Luigi Dadda (Alta

Banco automatico per il collaudo e la selezione dei semiconduttori presso lo stabilimento semiconduttori di Catania della ATES.

Frequenza e L'Elettronica); Nicola Fabrizio (Industria Italiana Elettrotecnica); Alfonso Giovene (L'Antenna - Il Rostro).
Erano presenti per la ATES ed RCA: Dr. Ing. Ernesto Bartolozzi; Ing. J.R. Bejarano; Sig. Enrico Biazzi; Dr. Ing. Giulio Braggion; Dr. Alessandro Cipolla; Dr. Enrico Cobalti; Mr. Bertil Liander; Dr. Giancarlo Martelli, Dr. Ing. Armando Martinazzoli; Mr. Robert N. Norris; Ing. Nelson D. Pagani; Avv. Oleg P. Petroff; Sig. Sergio Rasia; Ing. Adriano Toniolo; Ing. Carlo Veglio; Prof. Ing. Renato Kock.

Pannello amplificatore UHF costruito dalla ELPRO (ELETTRONICA PROFESSIONALE) di Milano, modello A3002.

Amplificatore UHF della Elettronica Professionale

La necessità di dover amplificare dei segnali di UHF, vuoi allo scopo di compensare le perdite degli impianti centralizzati (nel caso di distribuzione diretta di UHF su cavo), oppure amplificare i detti segnali di UHF e trasformarli in segnali di VHF con opportuno convertitore, ha determinato una accettazione veramente notevole di questo tipo di amplificatori da parte del mercato nazionale.
La costruzione meccanica è sempre basata su telai modulari ed i circuiti risonanti sono del tipo a cavità con linee tubolari di materiale speciale onde, unitamente a dei condensatori di compensazione, mantenere inalterati i parametri elettrici nel campo 0 $\div$ 60° centigradi.
La ELPRO produce due modelli; ecco sinteticamente le prestazioni del modello A3003:
a) guadagno: $\geq$ 30 dB; b) larghezza banda 3 dB = 10 MHz (1 dB a 7 MHz); c) figura di rumore $\leq$ 8 kT_0 (9 dB); d) impedenze di entrata = 60/75 ohm; e) valvole utilizzate = 2 × E88C.
Viene generalmente corredato con alimentatore modello AL1003 con trasformatore universale.
Viene prodotto, su richiesta, anche equipaggiato con valvole civili: 2 × EC88.
Il modello A3002 ha un guadagno di 20 dB ed è corredato da 2 valvole; i rimanenti parametri sono praticamente identici al modello precedente. *(v.p.)*

Gli abbonati alla Rai - TV a fine giugno

Gli abbonati alle radiodiffusioni in Italia al 30 giugno 1962 hanno raggiunto la cifra di 8 milioni 781.847 di cui numero 3 milioni 202.450 anche alla televisione.
Nei primi sei mesi del 1962 gli abbonaii alle radiodiffusioni risultano aumentati, a quanto informa l'Agenzia economica finanziaria, di 293.987 e gli abbonati anche alla TV di 440.712. *(v. o.)*

g. b.

Una nuova telecamera EMI per circuito chiuso

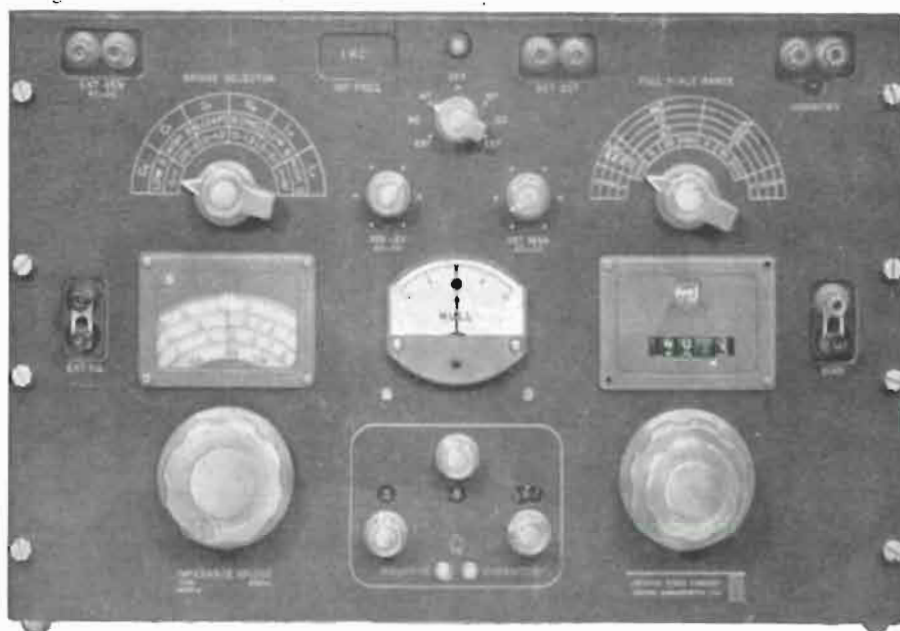
La EMI Electronics Ltd presenta un nuovo modello di telecamera per circuito chiuso (Tipo 8). L'alimentazione può avvenire sia per mezzo di una batteria per auto da 12 V, sia per mezzo di corrente alternata. Il peso totale è di circa 4,5 kg. La telecamera è tutta contenuta in un'unica custodia e non abbisogna di alimentatore esterno. Essa può essere collegata ad un ricevitore alimentato sia in corrente continua che in corrente alternata.
Ciò significa che le telecamere hanno ora un campo di applicazione praticamente illimitato. Questa telecamera può essere usata in tutte le situazioni nelle quali può essere difficile, o impossibile, o inconveniente essere presenti. Esso può servire a chi desidera vedere cosa c'è dietro l'angolo, o al di là di un muro, o in un posto nel quale può essere pericoloso trovarsi.
I cavi che vanno collegati alla telecamera sono solo due: uno per l'alimentazione ed uno per il ricevitore. La messa in funzione è semplicissima: basta collegare i due cavi e la camera è pronta per trasmettere.
Se il cavo di alimentazione può essere collegato ad una batteria per auto (12 V) e l'altro cavo ad un ricevitore pure alimentato a batteria, si dispone di un sistema televisivo completo, che può essere operato dove meglio si crede: in aria, in mare, su veicoli, in regioni desertiche.
La telecamera tipo 8 ha inoltre molti altri vantaggi nei confronti delle altre apparecchiature consimili precedentemente disponibili. Essa ha una duplice uscita, una video per monitori di precisione ed una in radio frequenza adatta per i normali ricevitori televisivi. Essa può essere fornita predisposta per gli standard a 405, 525 o 625 linee. Essendo completamente transistorizzata garantisce una lunga durata ed un basso consumo di energia. La sensibilità ed il potere risolutivo sono molto alti; si ottengono delle immagini perfettamente contrastate e brillanti anche con una normale illuminazione, occorre una illuminazione supplementare solo in applicazioni speciali. La camera viene fornita con un obiettivo da 25,4 mm (f 1,9), però si possono montare anche dei grandangolari o dei teleobiettivi.
La costruzione è particolarmente robusta da un punto di vista meccanico e da un punto di vista elettronico non si ha bisogno di regolazioni per lunghi periodi.
La telecamera tipo 8 può essere usata nelle normali applicazioni televisive in circuito chiuso con il vantaggio di potere essere alimentata con batteria e di potere usare dei ricevitori convenzionali.
Ricordiamo qualcuno degli esempi di applicazione della nuova camera: banche per prevenire le rapine; ospedali, per la sorveglianza continua dei pazienti; banchetti, per controllare quando gli invitati sono pronti per una nuova portata; polizia, per il controllo del traffico; insegnanti per mostrare a molti allievi (o a molte classi) piccoli oggetti o dimostrazioni; grandi magazzini, per prevenire i furti di merce; guardiani notturni, per il controllo di incendi e di furti; cantieri edili, per il controllo di strumenti o calibri non accessibili, ecc.
La EMI ha cominciato ad interessarsi di televisione già nel lontano 1931 e nel 1936 il sistema EMI veniva adottato dalla B.B.C. La ditta ha sempre mantenuto la sua superiorità in questo campo ed attualmente le sue telecamere sono usate da parecchie società sparse in tutto il mondo. Questo lunga esperienza ha permesso alla EMI di sviluppare la nuova telecamera che, pur avendo un costo molto basso, non smentisce il livello di qualità delle apparecchiature televisive EMI:

Vista posteriore della telecamera EMI con le regolazioni e i cavi di connessione.

Caratteristiche tecniche

Sistema:
405 linee 50 quadri modulazione positiva-Std inglese
625 linee 50 quadri modulazione positiva o negativa-Std europeo ed altri.
525 linee 60 quadri modulazione negativa-Std USA
Uscita: Distanza massima fra camera e ricevitore; in radio frequenza 300 *m*, in video 30 m
Larghezza di banda: 5 MHz.
Sensibilità: Con una illuminazione di 10 ft candles (circa 100 lux) e con una apertura dell'obiettivo f 1,9 si ottiene una immagine normalmente contrastata.
Alimentazione:
100-120 V c.a. 50 o 60 Hz
200-250 V c.a. 50 o 60 Hz
12 V c.c.
Consumo 15 W
Dimensioni: 28 × 18 × 13 cm *Peso:* 4,5 kg
Temperatura di funzionamento: 0°÷38° C
Obiettivo: 24,5 mm f 1,9. È prevista l'intercambiabilità con altri obiettivi.
Montaggio: Per il sostegno della camera è prevista una bussola filante (1/4 Whitwort) per il montaggio su treppiede (fornito su richiesta).

Index

Un ponte d'applicazione generale per misure d'impedenza*

IL NUOVO ponte GENERAL RADIO tipo 1608-A per misure d'impedenza, con tutti gli elementi, circuitali racchiusi in un'unica custodia, comprende sei circuiti a ponte per la completa copertura in fase della metà passiva del piano dell'impedenza, un oscillatore a 1 kH, un rivelatore selettivo e tre alimentazioni in corrente continua per misure di resistenze in continua e di conduttanza. Il suo sistema di bilanciamento, unico nel suo genere, è di semplice manovra come un solito quadrante logaritmico in C-R-L all'1%, ed ha inoltre una lettura molto più facile.

1. - I CIRCUITI DEL PONTE

I circuiti usati nel tipo 1608-A, e indicati nella Fig. 1 sono i noti circuiti a ponte con induttanza e capacità in serie ed in parallelo usati nel ponte per misure d'impedenza GENERAL RADIO tipo 1650-A e strumenti simili. Vi sono anche inclusi un ponte con resistenza in serie ed un ponte in corrente alternata con conduttanza in parallelo: entrambi hanno regolazioni di fase (Q), che non si trovano in altri ponti di questo tipo. Questi circuiti rendono possibile un preciso bilanciamento in corrente alternata per un resistore induttivo o capacitivo e danno la misura della sua reattanza. Questi due ponti completano cioè la metà passiva del piano complesso dell'impedenza come indicato alla Fig. 2. Essi rendono possibile la misura di induttanze e condensatori a forti perdite senza un serio «scorrimento dello zero», dato che il componente può essere misurato come una resistenza e la induttanza e la capacità possono essere calcolate dai valori misurati del Q e della R (o G).

Sebbene l'uso di ponti con R e C richieda il calcolo per ottenere il valore della L o O ($L = RQ/\omega$, $C = Q/\omega R$) la elevata precisione della lettura del fattore di qualità Q ($\pm$ 2% $\pm$ 0.0005) determina una precisione migliore nella L o O a valori molto bassi di Q, rispetto a quella ottenibile anche col dispositivo ORTHONULL (brevettato) del ponte 1650-A.

Le portate del ponte si estendono fino a 1.100 μF, 1100 H, 1,1 MΩ ed 1,1 S, e verso il basso fino a 0,05 pF, 0,05 μH, 0,05 mΩ, e 0,05 nS (20kMΩ) che è la massima risoluzione, corrispondente alla metà dell'ultima cifra. Le portate in L ed in C sono più che adeguate per coprire qualunque componente in frequenza audio, e la combinazione di

(*) Il ponte 1608-A è costruito dalla GENERAL RADIO Co., di cui è rappresentante per l'Italia la Ditta Ing. S. & Dr. Guido Belotti di Milano.

un ponte con R e di un ponte con G danno una gamma di resistenza da 0,05 mΩ a 20 kMΩ, con la portata da 1 Ω a 1 MΩ coperta da tutti i ponti. Questi due ponti possono essere usati per misure in alternata ed in continua.

2. - COMANDI

Un importante obiettivo nella progettazione e nella realizzazione di questo strumento è stato il sistema di bilanciamento di facile lettura. I tecnici della General Radio Co. hanno stimato che gli operatori apprezzeranno una semplice indicazione numerica, molto simile a quella di un contachilometri su un'autovettura, con l'indicazione del punto dei decimali e della cifra decimale. Vi sono due modi per alimentare un tale indicatore. Uno consiste nell'avere una regolazione separata per ogni cifra, come si fa in una cassetta di resistenze. Questo metodo richiede quattro manopole, col risultante fastidio che occorre rimettere a zero le quattro manopole per variare il bilanciamento fra 9.999 e 10.000. L'altro metodo usa un comando automatico all'entrata, ma per andare da una estremità all'altra della portata l'operatore dovrà passare attraverso tutte le 10.000 cifre il che è noioso e fa perdere del tempo.

La General Radio è addivenuta ad un compromesso, facendo due comandi (manopole), uno grossolano ed uno fine, ciascuno regolante due cifre. (Il primo in realtà va fino a 114). Ciascuno di questi comandi può essere fatto passare nella sua portata in meno di un giro. Pertanto durante una procedura di bilanciamento, quando l'operatore va alla fine della gamma di regolazione fine il comando grossolano viene mosso di una cifra, e meno di un giro della manopola di regolazione fine lo riporta a zero.

Per facilitare ulteriormente questo problema di transizione fra le due regolazioni fine e grossolana, la scala del verniero si estende oltre 99 fino a 106. Questa sovrapposizione delle due regolazioni è particolarmente utile per componenti di precisione. La General Radio ha adottato la convenzione di usare « X » per rappresentare 10 con una cifra. La sequenza diventa ora 9999, 99X9, 99X1; il che a prima vista sembrerebbe insolito, ma poi è facile ad apprendersi.

3. - L'INDICAZIONE PER CENTINAIA

Il comando di regolazione grossolana del complesso principale di lettura (readout) varia da 0 a 114, ed ogni cifra deve rappresentare un preciso gradino fisso di resistenza nei circuiti a ponte. La General Radio ha indicato questo sistema di regolazione come « centade » o regolazione per centinaia, che è simile alla regolazione su cassetta di resistenza per decadi,

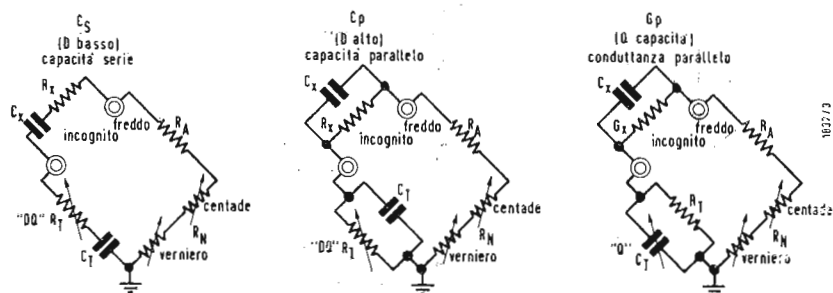



Fig. 1 a. - Rappresentazione schematica dei ponti per la misura di capacità e conduttanze.

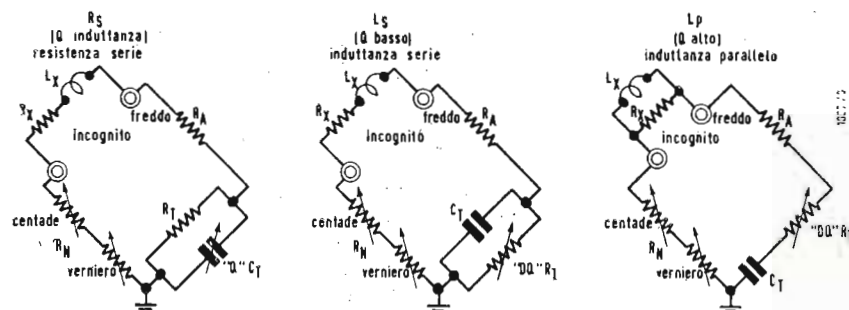



Fig. 1 b - Rappresentazione schematica dei ponti per la misura di resistenze e induttanze.

Fig. 2. - Copertura di fase del ponte d'impedenze 1608-A.

ma ha circa 100 gradini fissi comandati da una sola manopola.

Lo schema usato in questo sistema di indicazione per centinaia ha tutti i vantaggi della disposizione, dispendiosa, in serie continua di 114 resistori di precisione su un commutatore a scatti, usando però in realtà solo 40 resistori. La sequenza del commutatore è indicata in diagramma alla Fig. 3. Qui ogni resistore nella catena in serie ha il valore di tre volte il valore di un gradino solo, R. I valori intermedi sono ottenuti mettendo in parallelo ciascun resistore in serie con uno o con due resitori montati sul rotore.

Come indicato, nel gradino 1, il valore della resistenza è di $3R$, più la combinazione in parallelo di $3R$, $6R$ e $2R$, che dà come risultato il valore di $4R$. Nel gradino 2 viene tolta la resistenza $2R$, dando così un totale di $5R$: nel gradino 3 le due resistenze in parallelo sono tolte, e si ha il valore di $6R$.

Lo statore del commutatore è disposto su un circuito stampato con un sistema di contatti con ricopertura in rodio, simile a quello indicato schematicamente in Fig. 3 i resistori di precisione sono montati direttamente su questo circuito stampato insieme a componenti compensatori di fase. Il rotore è costituito da un piccolo circuito stampato sul quale sono montati i due resistori in parallelo. I contatti sono in metallo prezioso; il contatto comune di ritorno è ad anello.

Le regolazioni del fattore di dissipazione D e del fattore di qualità Q per i ponti L e C sono ottenute con due reostati accoppiati esponenziali con 40 dB. L'intera portata di regolazione del D e del Q per ciascun ponte sono su una sola scala, per cui non è necessario alcun moltiplicatore. La relativa scala è illuminata: pure illuminate sono le lettere D e Q sopra al quadrante, per cui non si ha alcun dubbio in merito alla funzione che viene letta.

Vi sono due scale per il fattore di dissipazione D, una per il ponte di capacità in serie, ed una per il ponte con capacità in parallelo: vi sono pure due scale per il fattore di qualità Q, una per l'induttanza in serie ed una per l'induttanza in parallelo. Queste portate hanno ampie sovrapposizioni, per cui induttanze con valori di Q da 1 a 50 (o condensatori aventi fattori di dissipazione D da 0,02 a 1) possono essere misurati sulla disposizione in serie o in parallelo.

4. - PRECISIONE

La precisione-base del ponte del 0,1% ad 1 kH è in primo luogo funzione della taratura e della stabilità dei campioni componenti usati. Tutti i resistori fissi, compresi quelli per la regolazione a centinaia, sono resistori di precisione ad avvolgimento a filo. Il condensatore campione è simile ai condensatori di precisione in mica argentata, ma è messo in parallelo a un piccolo condensatore, stabilizzato, in polistirene, per ridurre il coefficiente di temperatura globale. La capacità totale è di 0,15 μF, per cui nella misura di capacità a tre terminali una notevole capacità parassita può essere disposta in parallelo ad esso senza causare un apprezzabile errore.

Sulla portata d'impedenza più bassa la General Radio ha aggiunto un ulteriore 0,1% sulle specifiche di precisione, perchè questa portata usa un resistore-divisore di rapporto di 1 Ω, che è leggermente meno stabile ed è più influenzato da possibili variazioni nella resistenza dei contatti del commutatore, rispetto a quelli di maggior valore. I commutatori di portata sono solidi contatti doppi in argento per mantenere piccole queste variazioni.

L'indicazione della precisione indica anche un fattore di ± 0,005% del valore di fondo scala, che è ±1/2 divisione dell'ultima cifra dell'indicatore. Questa limitazione è imposta dalla possibilità di leggere l'indicatore, dalla linearità della regolazione fine, e dal gioco dei ruotismi del contatore.

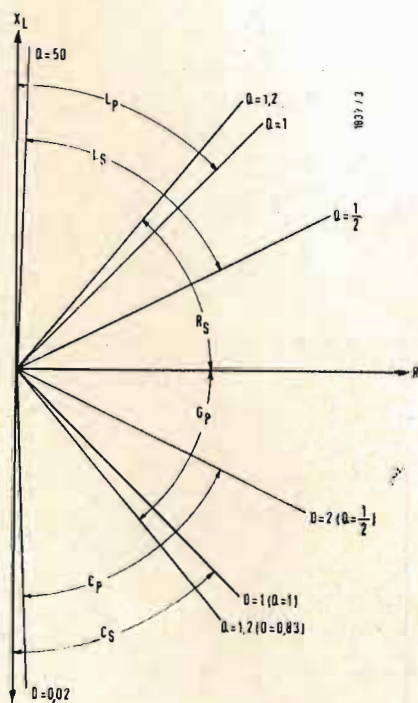
Questo termine riduce la precisione del ponte di un valore trascurabile al fondo scala, ma ad un decimo della scala aumenta il possibile errore a ± 0,15% (eccetto sulla portata più bassa delle portate d'impedenza dove esso diventa ± 0,25%).

Gli altri termini di errore indicati nelle specifiche sono importanti solo per misure di valori molto elevati del fattore di dissipazione D e del fattore di qualità Q o hanno effetto solo alle frequenze più elevate.

Le impedenze residue sono quelle associate ai terminali ai quali sono collegate le impedenze incognite. Un collegamento interno quadripolare viene fatto a questi terminali, per cui la resistenza è quella della vite che forma e trattiene il terminale, e l'induttanza è quella del ritorno costituito dal collegamento più breve fra i terminali.

La capacità di 0,25 pF dei terminali può essere eliminata disponendo fra essi uno schermo messo a terra.

La precisione del ponte per misure di resistenza consente di controllare il Q di molti resistori a filo, con avvolgimento a bobina, la cui reattanza può determinare difficoltà inaspettate quando vengono usati anche a frequenze audio.

Se gli spostamenti in fase del ponte non fossero stati accuratamente controllati, apparirebbe una ulteriore sottile difficoltà. Ne potrebbe derivare infatti un errore nel fattore di dissipazione D in tale direzione, da metterlo al di fuori della fine della portata di regolazione per un componente avente un fattore D molto basso.

5. - ALIMENTATORI E RIVELATORI

Un oscillatore R-C a due transistori, disposto internamente, alimenta il ponte attraverso un trasformatore, quando lo strumento è disposto per misure ad 1 kH. Ha un'uscita regolabile ed applica un massimo di circa 1 V su 50 Ω.

Il rivelatore usa sei stadi per ottenere un guadagno molto alto e una reiezione di 25 dB sulla seconda armonica.

Questo circuito presenta un certo grado di compressione, in modo da dare una portata più estesa alla deviazione dello strumento indicatore di zero (strumento centrale *null*) per ridurre la necessità di regolare nuovamente il guadagno del rivelatore. Sulle portate estreme quando si richiede maggior guadagno extra di 20 dB viene automaticamente aggiunto dal commutatore di portata.

I circuiti selettivi usati nell'oscillatore e nel rivelatore sono montati su un complesso che si sposta dal retro dello strumento, con indicazione sul pannello della frequenza interna. Generalmente viene fornito il complesso ad 1 kH, ma a richiesta sono fornibili complessi ad altre frequenze. Quando si usano complessi per altre frequenze, i relativi fattori di moltiplicazione, dipendenti dalla frequenza, per le letture del D e del Q sono pure indicati sul pannello.

Lo strumento può essere anche usato con oscillatore esterno che viene inserito sul trasformatore interno al ponte.

Il rivelatore interno ha una risposta in frequenza piatta per questo tipo di funzionamento; un rivelatore esterno, selettivo, quale ad es. il rivelatore di zero ed amplificatore General Radio tipo 1232-A, è utile per misure a bassi livelli o su componenti non lineari.

Tre alimentatori interni in continua sono inclusi nello strumento per dare una buona sensibilità in corrente continua. Queste alimentazioni a 350 V, 35 V, e 3,5 V, hanno limitatori di corrente per evitare guasti al ponte o all'elemento sotto misura e sono adeguate per applicare tensioni normalizzate per vari tipi di resistori sulla maggior parte delle portate. Il commutatore di portata automaticamente sceglie l'alimentazione ottima per ogni portata.

Il rivelatore in corrente continua è un indicatore di zero, sensibile, pesato.

Per evitare la necessità della regolazione sullo zero, non viene usato alcun amplificatore in continua. Con tale sistema si può ottenere un bilanciamento allo 0.1% da un Ω ad 1 MΩ se si effettua con cura la lettura dello strumento indicatore (*null*). Si ha anche la possibilità di usare alimentatori esterni in corrente continua o rivelatori di zero ad elevato guadagno in continua.

Fig. 3. - Rappresentazione funzionale della sequenza di commutazione.

6. - ALCUNI VANTAGGI NELLE MISURE DI RESISTENZE IN CORRENTE ALTERNATA

L'aggiunta del bilanciamento per il fattore di qualità Q per i ponti di R e di G rende possibile la misura di resistori alla frequenza di 1 kH, invece della sola corrente continua. Il che supera la limitazione in sensibilità dei ponti in continua agli estremi delle portate; è più logico se il resistore deve essere poi usato in alternata e consente misure ad un livello molto più basso, dato che i rivelatori in alternata sono generalmente più sensibili dei rivelatori in continua.

7. - APPLICAZIONI

7.1. - Componenti R, C e L.

I ponti di questo tipo sono intesi per misurare principalmente resistori, condensatori ed induttanze: questo ponte misura componenti le cui tolleranze specificate sono ben sotto all'1%. È anche indicato per controllare la maggior parte dei campioni secondari di impedenza usati nelle prove di produzione. Esso paragona due componenti di valore decadico al 0,01%.

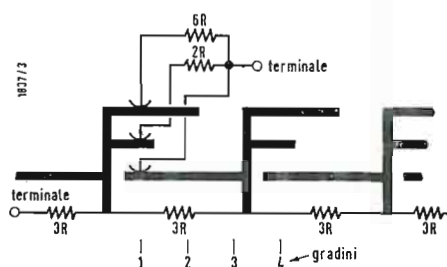
7.2. - Circuiti.

L estesa gamma e la completa copertura di questo ponte in angolo di fase lo rendono utile nella misura di impedenza incognita. Il ponte bilancerà quasi tutte le impedenze passive ad 1 kH, eccettuate le induttanze oltre i 1.100 H (che sarebbero probabilmente capacitive a 1 kH), e i condensatori oltre 1.100 μF (che devono essere generalmente misurati a basse frequenze).

7.3. - Misure di capacità sul posto.

I metodi di misura a tre terminali, che consentono le misure in presenza di grandi capacità, verso terra, permettono l'uso di lunghi cavi schermati per collegare componenti lontani o comunque inaccessibili e di ridurre l'effetto di derivazione della capacità dei cavetti di collegamento nella misura di piccoli condensatori.

7.4. - Supporto porta-elementi.

Il supporto porta-elementi tipo 1650-P1 si adatta bene a questo ponte, permettendo di disporre terminali a molla, di rapido collegamento, sul tavolo, direttamente davanti all'operatore. Se il guadagno dello strumento viene regolato in modo da ottenersi una determinata deviazione dell'indice per un determinato sbilanciamento del ponte, la combinazione supporto porta-elementi e ponte regolato costituisce un complesso versatile e preciso per la rapida prova di tolleranza su gruppi o serie di componenti. (Misure di accettazione entro determinati limiti). *A*

Le telecomunicazioni per mezzo di satelliti artificiali: problemi e prospettive

Grazie alla messa in orbita di un satellite artificiale è di palpitante attualità questa memoria che Ivo Ranzi presenta su «Poste e Telecomunicazioni», marzo-aprile 1962, n. 3-4, pag. 30.

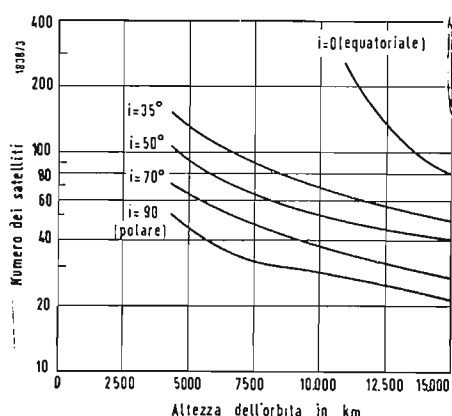



Fig. 1 - Numero dei satelliti necessari per assicurare le comunicazioni per il 99,9 % del tempo fra Europa e Stati Uniti.

1. - LA SCELTA DEL SISTEMA

Limiteremo la nostra discussione ai sistemi con satelliti attivi, poichè allo stato attuale della tecnica essi sono i soli ad offrire una efficace soluzione al problema posto dal crescente traffico fra i principali continenti.

Prima di esaminare i problemi tecnici dalla cui soluzione dipenderà la scelta del sistema definitivo, si ritiene utile premettere una esposizione sommaria delle caratteristiche dei possibili sistemi di telecomunicazione, facenti uso di satelliti artificiali della terra come ripetitori attivi. Si prevede che, grazie a tali sistemi sarà possibile realizzare, prima del 1970, una rete di telecomunicazioni mondiali, avente la capacità di circa 5.000 canali telefonici, e che, entro il 1980, tale capacità possa essere più che raddoppiata.

Nei sistemi con satelliti attivi, il satellite, che sia visto contemporaneamente dalle due stazioni che devono comunicare fra di loro, riceve i segnali dalla stazione trasmittente terrestre e li ritrasmette su di una diversa frequenza; le antenne delle due stazioni terrestri, generalmente ad alto guadagno e ad alta direttività, restano puntate sul satellite; l'antenna a bordo del satellite è di solito onnidirezionale: essa può avere una certa direttività solo nel caso in cui sia possibile conferire al satellite un orientamento fisso rispetto alla terra.

Poichè la potenza del trasmettitore a bordo del satellite non può superare alcuni watt, il collegamento fra il satellite e la stazione terrestre, è quello più critico ed è quello che definisce le caratteristiche elettriche del sistema.

I vari sistemi ritenuti oggi suscettibili di pratica applicazione possono essere suddivisi in tre categorie:

a) Sistemi con numerosi satelliti distribuiti casualmente in orbite basse (sotto i 5.000 km. di altezza) o medie (fra 5.000 e 11.000 km).

b) sistemi con numero limitato di satelliti distribuiti regolarmente in una determinata orbita circolare bassa o media.

c) sistemi con pochi satelliti distribuiti regolarmente in orbita circolare equatoriale, con periodo di rotazione di 24 ore (orbita alta circa 35.800 km) e con moto da ovest verso est; in tal caso i satelliti, detti stazionari, si muovono in sincronismo con la terra ed appaiono fissi rispetto ad un osservatore sulla terra. Sono sufficienti tre satelliti stazionari per coprire la superficie terrestre (ad eccezione delle calotte polari).

La tecnica odierna dispone già dei mezzi per la realizzazione di sistemi del tipo *a*); appare anche possibile la immissione in orbita dei satelliti ad intervalli regolari; si prevede, però, che, a causa delle inevitabili perturbazioni al moto dei satelliti dovute a inomogeneità del campo gravitativo terrestre, alle attrazioni lunare e solare, alla pressione della radiazione solare, a eventuali interazioni col campo magnetico terrestre, si produrranno inevitabilmente variazioni nella spaziatura fra i satelliti e anche nell'orientamento delle singole orbite, così che, dopo un certo tempo, la distribuzione dei satelliti viene ad assumere un carattere praticamente casuale.

La realizzazione degli altri due sistemi esige la possibilità di immettere nella giusta orbita e con grande precisione il satellite e di dotarlo di un sistema che consenta la correzione della posizione e della velocità, onde compensare gli effetti delle perturbazioni; tali sistemi dovranno prevedere il comando da terra, sulla base dei rilevamenti, che al suolo vengono fatti circa l'orbita del satellite, sulla base, cioè di quelle operazioni che vanno sotto il nome di « tracking ».

Nel caso, poi, di orbite ad altezza media, o di orbite stazionarie, è necessario che l'antenna a bordo del satellite possegga una certa direttività, così che la concentrazione dell'energia irradiata in una certa direzione compensi la maggiore attenuazione dei segnali do-

vuta all'accresciuta distanza. A tale scopo, occorre dotare il satellite di un sistema di rilevamento e di radiotrasmissione a terra dei dati relativi al suo orientamento rispetto alla terra; in base a tali dati, la stazione terrestre di controllo comanderà, via radio, la entrata in funzione di appositi razzi, che consentiranno la correzione dell'orientamento. Vi sono anche progetti di sistemi di autocorrezione a bordo del satellite.

L'orientamento del satellite può essere rilevato a bordo del satellite stesso in base alla direzione di arrivo delle radiazioni termiche emesse dalla superficie terrestre, oppure in base alla direzione del campo magnetico terrestre.

Attualmente non si conosce l'entità delle cause di perturbazione delle orbite, e non si ha alcuna esperienza circa i sistemi di correzione dell'orbita e dell'orientamento: soltanto le esperienze ora in preparazione negli Stati Uniti potranno fornire tali dati.

Allo stato attuale della tecnica, soltanto il primo sistema appare realizzabile nel più breve tempo; i suoi più gravi inconvenienti risiedono nel gran numero di satelliti necessari per assicurare una elevata percentuale di tempo utile di trasmissione, e nella complessità delle stazioni terrestri, le cui grandi antenne devono seguire, con precisioni dell'ordine del decimo di grado, il moto dei satelliti, che, a intervalli di alcune diecine di minuti, si susseguono nel cielo.

Si può avere un'idea del numero di satelliti necessari, esaminando le curve della fig. 1; esse riguardano il collegamento fra l'America del Nord (stazione del Maine) e l'Europa (stazioni di Brest in Francia, o di Lands End in Inghilterra), e danno, in funzione dell'atezza dell'orbita, il numero dei satelliti necessari per assicurare il servizio per il 99,9% del tempo; si suppone che i satelliti siano disposti casualmente lungo le varie orbite circolari, caratterizzate dalla loro inclinazione sul piano equatoriale.

Come si vede, le orbite più favorevoli sono quelle polari, e, in tal caso, il numero dei satelliti varia da 50 a 30, considerando orbite fra 5.000 e 10.000 km circa. Per collegamenti fra i due emisferi appaiono invece più convenienti le orbite equatoriali. Un sistema con 40 satelliti in orbita polare e 15 in orbita equatoriale, all'altezza di 11.000 km, potrebbe assicurare un soddisfacente servizio fra le maggiori nazioni del mondo.

Il costo di un sistema con satelliti distribuiti casualmente in orbita dipende soprattutto dal costo di essi e dei veicoli necessari per porli in orbita; col diminuire dell'altezza cresce il numero dei satelliti necessari, ma al tempo stesso cresce il numero dei satelliti che possono essere lanciati con un solo veicolo; secondo un recente studio, il minimo del costo si avrebbe per un sistema con orbite alte circa 10.000 km.

Un elemento assai importante per definire la convenienza economica dei vari sistemi è la durata di funzionamento degli apparati ripetitori a bordo dei satelliti: non si conoscono in ogni loro dettaglio gli effetti che possono avere sulle cellule solari, sui transistori e su altri componenti elettronici a bordo dei satelliti, le radiazioni corpuscolari comprese nelle cosiddette fasce di Van Allen (elettroni e protoni di elevata energia, di provenienza solare, incanalati nelle fasce per effetto del campo magnetico terrestre). Anche per questo problema si attendono le preziose informazioni che si ricaveranno dalle prossime esperienze americane.

In tale attesa, vi è una certa divergenza di opinioni circa la direzione da dare alle prove e agli studi per la scelta del sistema più conveniente. Secondo taluni, sarebbe più utile concentrare ogni sforzo per realizzare sistemi di satelliti stazionari, o, per lo meno, su orbita equatoriale di altezza media, con controllo di posizione e di orientamento; tali sistemi richiederebbero stazioni a terra di assai minor costo dei sistemi a orbita casuale, data la semplificazione dei dispositivi per il puntamento delle antenne.

Per quanto riguarda il sistema con satelliti stazionari, a parte le difficoltà per la messa in orbita e per il mantenimento della posizione e dell'orientamento dei satelliti, vi è un inconveniente dovuto all'elevato tempo che i segnali impiegano per passare da una stazione all'altra tramite il satellite posto a 35.800 km di altezza; tale campo può essere dell'ordine di 0,3 sec. nel caso di una comunicazione a un solo salto; quando le due stazioni siano tanto distanti che si renda necessaria la ripetizione da due satelliti e da una stazione intermedia a terra, il ritardo può divenire doppio. In base ad alcune recenti prove, sembra che in una normale conversazione telefonica un ritardo di 0,4 sec. non dia luogo ad inconvenienti; per ritardi superiori è necessaria una certa educazione degli utenti, per cui questi sappiano di dover attendere la risposta dell'interlocutore per circa un secondo, ed evitino di riprendere subito a parlare. In circuiti di questo tipo, è anche da prevedersi la presenza di echi a forte ritardo; sembra, tuttavia, che la tecnica odierna sia in grado di attenuarli convenientemente.

2. - LA SCELTA DELLE FREQUENZE E IL LIVELLO DI RUMORE IN RICEZIONE

Si è già rilevato che il tratto più delicato dei sistemi in questione è quello che va dal satellite alla stazione ricevente a terra; infatti, si ha oggi la possibilità di porre sul satellite un trasmettitore di potenza non superiore a una diecina di watt: tale limite è imposto dalla sorgente di energia a bordo del satellite, costituita da numerose cellule fotoelettriche solari, connesse a batterie di accumulatori al nichel-cadmio.

Vari nuovi tipi di sorgenti di energia sono ora allo studio, ma il loro impiego non sarà molto vicino. D'altra parte, anche la disponibilità di tubi amplificatori finali di lunga vita (dieci anni almeno), da porre sul satellite, e che abbiano elevate caratteristiche di resistenza alle sollecitazioni meccaniche, è per ora limitata a tipi con potenze utili di 10 watt al massimo.

Poichè la qualità della comunicazione dipende dal rapporto fra la potenza dei segnali ricevuti e la potenza del rumore di fondo nel ricevitore, il problema che per primo si presenta è quello di ridurre al minimo il livello del rumore di fondo. Tale rumore in parte si genera nel ricevitore stesso e in parte è raccolto dall'antenna, provenendo soprattutto da sorgenti cosmiche, dal sole, e, per le frequenze più elevate, dall'atmosfera e dalla superficie terrestre.

L'influenza della ionosfera e l'intensità del rumore di origine cosmica fanno sì che il limite inferiore delle frequenze che si possono utilmente impiegare sia posto al disopra dei 1.000 MHz (lunghezze d'onda inferiori a 30 cm); la intensità delle radiazioni elettromagnetiche a fluttuazione statistica, provenienti da sorgenti cosmiche, decresce rapidamente con la frequenza, tanto che oggi si possono realizzare.

A questo punto, conviene precisare alcune nozioni relative alla misura del rumore. È noto che, in un qualsiasi radioricevitore, anche se i dispositivi elettronici di mescolazione o di preamplificazione presenti nei primi stadi non dessero luogo a correnti statisticamente fluttuanti, e quindi a un certo rumore di fondo, il fatto stesso che il circuito d'ingresso possegga una certa impedenza fa sì che si introduca nel ricevitore una tensione fluttuante, dovuta all'agitazione termica degli elettroni in detto circuito: la potenza del rumore che così entra nel ricevitore è data molto semplicemente dal prodotto di una costante per la temperatura assoluta (1) del circuito e per la larghezza della banda di frequenze passante nel ricevitore.

Orbene, si è convenuto di caratterizzare il rumore proprio del ricevitore, dovuto anche ai vari componenti elettronici, esprimendolo mediante la temperatura assoluta a cui dovrebbe essere portato il circuito d'ingresso, nella ipotesi che esso sia l'unica sorgente del rumore osservato; così, in un ricevitore normale, questa temperatura di rumore, che possiamo definire come una temperatura « equivalente » di rumore, sale a circa 2.000-3.000 °K.

Fig. 2 - Temperatura equivalente d'antenna dovuta a sorgenti cosmiche e all'atmosfera.

Si ricorderà anche che si suole definire la cosiddetta « figura di rumore » F di un ricevitore, legata alla temperatura equivalente T_e definita sopra, dalla relazione: $T_e = T_0 (F - 1)$, dove la temperatura di riferimento T_0 è posta uguale a 290 °K.

Sono stati realizzati di recente preamplificatori per microonde a bassissimo rumore; da citare, fra essi, il tipo cosidetto parametrico, col quale, usando un opportuno raffreddamento, si può ridurre T_e a 150 °K, e il tipo « maser », in cui, sfruttando un particolare fenomeno molecolare, si ottengono valori di T_e di pochi gradi assoluti, purchè si mantenga tutto l'apparato alla temperatura di ebollizione dell'elio liquido (circa 4 °K).

Quando si connettano ricevitori a così basso rumore proprio ad un'antenna (del tipo a riflettore parabolico, ad es.), si constata un sensibile aumento del rumore, per le frequenze superiori ai 1000 MHz: esso è dovuto alle radiazioni di origine cosmica o atmosferica captate dall'antenna; anche questo apporto di rumore può essere caratterizzato dalla corrispondente temperatura equivalente, cui si dà il nome di temperatura d'antenna.

Usando antenne di diversa direttività, l'apporto di rumore proveniente da una certa zona del cielo, relativamente vasta, non cambia sensibilmente, dato che la radiazione proviene da numerose sorgenti diffuse nella volta celeste.

Nella fig. 2 sono riportati i risultati delle osservazioni fatte con cielo sereno, circa la variazione della temperatura d'antenna in funzione della frequenza; a sinistra si hanno le due curve corrispondenti ai valori massimo e minimo del rumore di origine cosmica (i valori massimi si hanno quando l'antenna è puntata verso alcune zone del cielo, quale, ad es., la Via Lattea); l'altra serie di curve si riferisce invece al rumore prodotto dall'atmosfera, e, precisamente, dal vapor acqueo e, in minor misura, dall'ossigeno; con l'antenna puntata verso l'orizzonte (angolo di elevazione nullo), si ha un massimo di rumore atmosferico, poichè è massimo lo spessore di atmosfera terrestre dal quale l'antenna riceve energia. Le curve riguardano solo l'effetto dovuto ai componenti atmosferici; in realtà, con angoli di elevazione assai bassi, l'antenna riceve l'energia elettromagnetica irradiata per effetto termico dai corpi posti alla superficie terrestre (vegetazione, costruzioni, rilievi del terreno, ecc.) e la temperatura equivalente d'antenna può salire a 300 °K per le frequenze sopra i 5.000 MHz; per tale motivo, si prevede che, nelle comunicazioni a mezzo di satelliti, la elevazione delle antenne non dovrà mai scendere al disotto dei 5°.

Notevoli aumenti del rumore atmosferico si osservano anche in presenza di nubi e, soprattutto, di precipitazioni acquee.

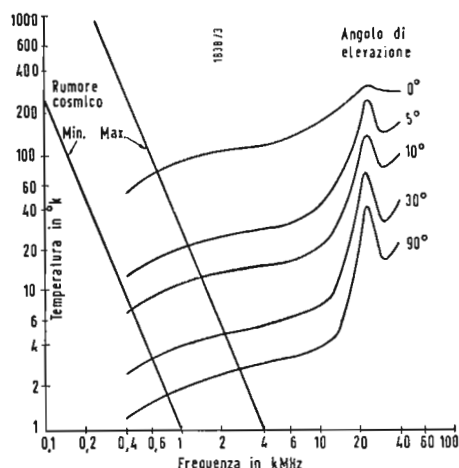
Da quanto sopra, risulta, comunque, che la gamma di frequenze più conveniente è quella compresa fra 1.000 e 10.000 MHz (lunghezza d'onda fra 30 e 3 cm).

Questo risultato consente di impostare la soluzione di uno dei più importanti problemi delle comunicazioni a mezzo di satelliti, quello cioè dell'assegnazione delle estese bande di frequenza richieste da tali servizi; si è accertata infatti la possibilità di usare le stesse bande di frequenza già attribuite ai ponti radio di piccola potenza, nelle bande intorno ai 2.000, 4.000 e 6.000 MHz; le interferenze fra i due sistemi possono essere evitate, purchè le stazioni terrestri siano poste a distanze dell'ordine di 120-150 km dai ponti radio; tali distanze possono essere notevolmente ridotte, qualora siano interposti rilievi del terreno che agiscano da schermo.

Su questo importante problema della protezione dalle interferenze, che i ponti radio possono produrre nei ricevitori delle stazioni terrestri dei sistemi a satelliti, ed anche da quelle che i trasmettitori degli stessi sistemi possono produrre nei ponti radio, sono ora in corso studi ed esperienze.

Per quanto riguarda l'estensione delle bande di frequenza richieste da un sistema mondiale con satelliti ripetitori attivi, va tenuto presente quanto segue. Il sistema di modulazione che, allo stato attuale della tecnica, si presenta come il più conveniente, specie per quanto riguarda il rapporto fra segnale e disturbo in ricezione, è quello a modulazione di frequenza: si calcola che, per una comunicazione comprendente 600 canali telefonici a due vie (oppure un canale televisivo) occorra una banda di frequenza di circa 50 MHz; bisogna però tener conto del fatto che, nel caso delle comunicazioni a mezzo di satelliti, occorrono due di tali bande, una per la trasmissione da terra verso il satellite e l'altra per il commino inverso.

Secondo alcuni progetti, i sistemi a satellite dovrebbero convogliare entro il 1970, circa 5000 canali telefonici a due vie (alcuni gruppi di 600 canali telefonici potrebbero essere sostituiti da canali televisivi); tenendo conto della separazione necessaria fra una banda di 50 MHz e l'altra, si calcola che verrebbero così occupate due bande di 500 MHz; l'una, da assegnarsi alle comunicazioni da terra, verrebbe collocata intorno ai 2000 MHz oppure intorno ai 6000 MHz; l'altra, per le trasmissioni dal satellite, occuperebbe le frequenze intorno ai 4000 MHz. Entro il 1980, il numero dei canali potrebbe essere più che raddoppiato.

Se, come si prevede, la condivisione delle frequenze con i ponti radio sarà possibile, il problema dell'assegnazione delle frequenze ai servizi a mezzo di satelliti non presenterà particolari difficoltà.

Concluderemo questo paragrafo, riportando alcuni dati relativi alla capacità di comunicazione di singole stazioni a terra.

Come già si è detto, la trasmissione dal satellite verso terra costituisce il tratto più critico di tutto il sistema, data la piccola potenza del trasmettitore sul satellite. Supponiamo che questa sia dell'ordine di 4 W, e che la frequenza di lavoro sia di 4000 MHz; la comunicazione avvenga fra due stazioni distanti 6000 km, a mezzo di un satellite posto in un'orbita di 3400 km d'altezza. Quando il satellite si trova a metà cammino fra le due stazioni, è possibile la trasmissione di 600 canali telefonici a due vie o di un canale televisivo, se la stazione ricevente a terra, possiede un'antenna parabolica di 30 m circa di diametro, o altro tipo, equivalente (come guadagno) e se al ricevitore è preposto un amplificatore del tipo « maser », alla temperatura dell'elio liquido; usando un preamplificatore parametrico, ed un'antenna di circa 10 m di diametro, è possibile ricevere solo una diecina di canali telefonici a due vie.

3. - LE ANTENNE DELLE STAZIONI TERRESTRI

Tali antenne devono possedere, oltre a un elevato guadagno, una forte protezione al di fuori del fascio principale, al fine di ridurre sia l'apporto di rumore dalla superficie terrestre, sia le possibilità di interferenze con altri servizi. Va tenuto presente che generalmente si usa la stessa antenna per trasmettere e per ricevere, naturalmente su due diverse bande di frequenze.

La più alta espressione tecnica in questo campo è costituita dall'antenna realizzata dalla Bell Telephone Co.; essa risulta dalla combinazione di una tromba elettromagnetica a sezione quadrata unita ad un riflettore formato da un settore di superficie paraboloidica. Un'antenna di questo tipo fu usata nelle esperienze col satellite « Echo I ». Le onde, che arrivano perpendicolarmente al piano dell'apertura di ingresso, vengono riflesse dal sottostante riflettore e concentrate nel fuoco di quest'ultimo, situato all'estremità della tromba; il preamplificatore può così esser posto direttamente nel fuoco, e il resto delle apparecchiature segue a breve distanza, nella cabina. La lunghezza di questa antenna è di 15 m, l'apertura di circa 6 m di lato, e il peso di circa 18 tonnellate.

Una antenna dello stesso tipo, ma di dimensioni assai maggiori, la cui costruzione è da poco terminata, sarà usata nelle prossime esperienze; la sua lunghezza è di 60 m, l'altezza di 30 m e il peso di circa 315 tonnellate; essa sarà protetta dal vento e dalle intemperie da una cupola di materiale plastico, mantenuta in forma mediante un eccesso di pressione all'interno.

Quando si pensi che un'antenna di questo tipo va puntata con una precisione dell'ordine del decimo di grado, e che essa deve mantenere tale puntamento mentre il satellite si muove con velocità angolari, che, per satelliti bassi, possono giungere a 10° per secondo, si può avere un'idea delle difficoltà da superare.

Un altro tipo di antenna, il cui uso si va ora diffondendo, è la cosiddetta antenna « Cassegrain » (dal nome dell'astronomo che, circa due secoli fa, usò per primo lo stesso artificio nei telescopi); essa è costituita da un normale riflettore a superficie paraboloidica, in cui vicino alla zona focale, è disposta una piccola superficie riflettente di forma opportuna, che rinvia verso il vertice dello specchio le radioonde, concentrandole in un fuoco, che può essere posto subito dietro allo specchio, in una zona cioè in cui è facile porre direttamente il preamplificatore del ricevitore. Queste antenne posseggono anche una buona protezione laterale; poichè il loro costo, il peso e le dimensioni sono assai inferiori a quelle della antenne a tromba con riflettore, vi è oggi una tendenza ad estendere l'uso nelle stazioni terrestri, per i servizi spaziali in genere.

4. - IL PUNTAMENTO DELLE ANTENNE DELLE STAZIONI TERRESTRI

Specie nel caso di satelliti distribuiti casualmente in orbite basse, polari o inclinate sul piano equatoriale, il problema del puntamento delle antenne può presentare difficoltà non lievi.

I metodi di puntamento si possono suddividere in due categorie:

a) comando dell'antenna a mezzo dei dati orbitali continuamente trasmessi da un apposito centro di tracking e di calcolo;

b) metodi ottici, radar o di autopuntamento, da usarsi in ogni stazione ricevente, previa una informazione approssimata circa l'orbita del satellite da inseguire.

Il primo metodo appare come il più conveniente, quando vi siano numerose stazioni da servire; esso tuttavia, esige una trasmissione continua dei dati orbitali e deve quindi disporre di una efficiente rete di comunicazioni. Il centro di calcolo riceve le informazioni necessarie dalle stazioni di tracking, incaricate di rilevare i passaggi dei satelliti e di misurare i vari parametri orbitali; sulla base di tali informazioni per il puntamento delle antenne delle varie stazioni, cioè gli angoli di elevazione e zenitale nei vari istanti; questi dati sono registrati su nastro e utilizzati dalla stazione ricevente al momento opportuno, per comandare, a mezzo di appositi servomeccanismi, il puntamento dell'antenna.

Per evitare l'uso di numerosissimi dati a brevi intervalli di tempo, i dati stessi possono essere riferiti a intervalli di tempo relativamente lunghi (4 sec., ad es.), aggiungendovi anche le derivate rispetto al tempo, così da render possibile una interpolazione per il comando dei servomeccanismi fra un dato e l'altro. Come è ovvio, occorre in ogni caso che il moto del nastro sia sincronizzato con le indicazioni di tempo date da un orologio di precisione: ciò è possibile, dato che sul nastro è registrato anche il tempo corrispondente al gruppo di dati di puntamento. In genere la registrazione è fatta in forma digitale, e occorre pertanto trasformarla per via analogica, onde poter comandare i servomeccanismi.

Il secondo metodo di puntamento appare assai più pratico, ed è indispensabile quando non si disponga di un centro di calcolo, col quale si possa sicuramente comunicare in ogni momento. Per assicurare la possibilità di autopuntamento nelle stazioni a terra, i satelliti verranno dotati di due trasmettitori di piccola potenza (dell'ordine del decimo di watt), uno su di una frequenza fra 136 e 137 MHz (banda già assegnata in sede internazionale per il tracking), e l'altro su di una frequenza assai più elevata (4080 MHz per i prossimi satelliti sperimentali).

Essendo nota con una certa approssimazione l'orbita del satellite, viene dapprima puntato verso il satellite un sistema di antenne sulla frequenza più bassa, avente un'apertura del fascio di circa 20°; tale sistema consente, però, di determinare la direzione del satellite entro $\pm$ 1°; a tale scopo, si usa generalmente un assieme di quattro antenne ad elica, disposte ai vertici di un quadrilatero, e, dal confronto fra le fasi delle tensioni ricavate dalle singole antenne, si può risalire alla direzione di arrivo delle radioonde.

I dati di puntamento così ottenuti servono per comandare direttamente una seconda antenna, del tipo a riflettore paraboloidico, avente un diametro di circa due metri; essa è destinata a ricevere il segnale di tracking sulla frequenza più alta; grazie a un sistema di autopuntamento, che la mantiene diretta verso il satellite con le precisione di $\pm$ 0,02 gradi, questa antenna può direttamente comandare il puntamento dell'antenna ad alto guadagno impiegata nelle comunicazioni.

Per quanto riguarda il metodo di autopuntamento della piccola antenna parabolica, basterà qui ricordare il principio di uno dei dispositivi in uso: il cosiddetto illuminatore d'antenna, destinato a raccogliere l'energia elettromagnetica concentrata dal riflettore nella zona focale, viene posto in rotazione circolare, di piccolo raggio, attorno all'asse principale dell'antenna; se questo asse coincide con la direzione di arrivo delle radioonde, il segnale ricevuto (che è di intensità minore di

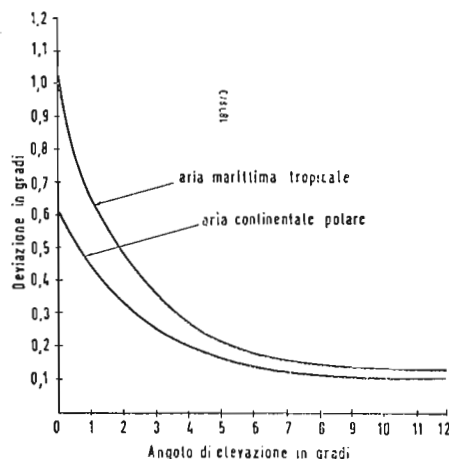



Fig. 3 - Deviazione della direzione di arrivo delle microonde, per effetto della rifrazione atmosferica.

quella che si avrebbe se l'illuminatore stesse fisso nel fuoco) non cambia di intensità durante la rotazione; in caso contrario, si ha una modulazione del segnale, la cui fase e ampiezza forniscono gli elementi necessari per una correzione automatica del puntamento dell'antenna.

La rifrazione che le microonde subiscono attraversando l'atmosfera, esige l'introduzione di opportune correzioni ai dati delle previsioni teoriche, specie quando gli angoli di elevazione delle antenne siano piccoli. Nella fig. 3 è dato il valore della deviazione dovuta alla rifrazione troposferica in funzione dell'angolo di elevazione, per una località a latitudine intermedia e in condizioni meteorologiche normali. La rifrazione troposferica non è però costante, ma presenta delle fluttuazioni a volta assai rapide attorno al suo valor medio, la cui ampiezza può giungere ad alcuni centesimi di grado, in condizioni di forte turbolenza troposferica; tale fenomeno è percettibile quando si usino antenne ad elevata direttività e si rivela come una scintillazione del segnale. Assieme alle difficoltà meccaniche per il puntamento, la scintillazione troposferica impone un limite inferiore alla apertura utile del fascio di antenne di uso pratico.

5. - LE PROSSIME ESPERIENZE CON SATELLITI ATTIVI

Si è già posta in rilievo l'importanza che assumono le esperienze che fra poco verranno iniziate per opera degli Stati Uniti, soprattutto ai fini della scelta del sistema più conveniente per le comunicazioni intercontinentali.

Si tratta dei progetti « Relay », « Telstar », « Advent » e « Syncom ». I primi due riguardano sistemi con satelliti ad orbita bassa o media, e gli altri due riguardano sistemi con satelliti stazionari. Il progetto «Relay», della National Aeronautical and Space Administration (NASA), prevede l'immissione di un satellite del peso di 61 kg in un'orbita ellittica (altezza dell'apogeo di 5550 km; altezza del perigeo di 1665 km; inclinazione di 50° sul piano equatoriale). Il ripetitore di bordo consentirà la ricezione, intorno a 1725 MHz e la successiva emissione, intorno a 4170 MHz, con la potenza di 10 W, di 300 canali telefonici a una via, o di un canale televisivo.

Il satellite, a stabilizzazione giroscopica, avrà un sistema di correzione dell'orientamento, basato sull'interazione fra il campo magnetico terrestre e il campo creato a bordo da una bobina percorsa da una corrente la cui intensità e durata saranno comandate da terra, sulla base delle informazioni trasmesse da appositi dispositivi sistemati a bordo del satellite; tali dispositivi permetteranno di determinare la direzione di arrivo delle radiazioni solari e di quelle termiche provenienti dalla superficie terrestre.

L'alimentazione dei vari apparati di bordo sarà assicurata da una batteria di accumulatori al nichel-cadmio, caricata a mezzo di cellule fotoelettriche solari.

L'orbita del satellite è stata scelta in modo che esso resti per una notevole frazione di tempo nella prima fascia di Van Allen; si avranno così informazioni molto importanti circa l'effetto delle radiazioni corpuscolari sui dispositivi a stato solido; verranno, pertanto, trasmessi a terra i dati relativi sia al flusso e all'energia dei protoni e degli elettroni, sia alle modifiche che col tempo subiscono le caratteristiche dei transistori, dei diodi, e delle cellule solari; la trasmissione di cui sopra verrà effettuata sulla frequenza di 136 MHz, usata anche per il primo tracking; il tracking di precisione verrà compiuto utilizzando un'altra emissione su 4080 MHz.

Il progetto « Telstar » (della « AT. e T. ») prevede l'immissione in orbita ellittica (perigeo di km 930, apogeo di m 5.600, inclinazione di 45°) di un satellite ripetitore attivo del peso di circa 77 kg.

Il ripetitore di bordo riceverà una banda di frequenza di circa 50 MHz, centrata su 6.390 MHz, e ritrasmetterà, con la potenza di circa 2 W, la stessa banda centrata su 4.170 MHz.

Batterie di accumulatori al nichel-cadmio, caricate da un assieme di 3.600 cellule solari, assicureranno la alimentazione degli apparati di bordo, Verranno trasmessi a terra, sulla frequenza di 136 MHz i dati relativi alla intensità e all'energia delle radiazioni di Van Allen, e al funzionamento delle varie parti delle apparecchiature di bordo; il comando della trasmissione di tali dati verrà impartito da terra sulla frequenza di 120 MHz.

Lo scopo principale del progetto « Telstar » è quello di ricavare tutte le caratteristiche che dovrà possedere un sistema mondiale di telecomunicazioni con satelliti in orbita bassa, specie per quanto riguarda il sistema di modulazione, il funzionamento del ripetitore di bordo e quello delle stazioni a terra, con i loro delicati dispositivi di puntamento delle grandi antenne.

Il progetto « Advent » ha lo scopo di accertare la possibilità di realizzare un sistema con satelliti stazionari. Entro il 1962 dovrebbe essere lanciato un prototipo di satellite, immettendolo in un'orbita di media altezza, allo scopo di provare tutti i vari dispositivi per le telecomunicazioni, la telemetria, il telecomando, il tracking e, in particolare, quelli destinati ad assicurare un determinato orientamento del satellite e a correggere orbita e posizione. Nel 1963 verrà tentata l'immissione del satellite in un'orbita di 24 ore. La alimentazione dei vari apparati di bordo sarà assicurata da numerose

cellule fotoelettriche, che ricoprono due pannelli mantenuti automaticamente nell'orientamento ottimo rispetto al sole.
Il satellite avrà anche un dispositivo automatico per il controllo della temperatura interna.
L'esatta immissione del satellite in orbita e la correzione delle deviazioni dovute alle varie cause di perturbazione saranno ottenute a mezzo di getti di gas, opportunamente disposti attorno al satellite, e comandati da terra; l'orientamento fisso del satellite rispetto alla terra (che consentirà l'impiego di antenne direttive sul satellite) sarà invece mantenuto grazie ad un dispositivo automatico, nel quale la direzione di arrivo delle radiazioni termiche emesse dalla superficie terrestre comanderà il funzionamento dei getti di correzione.
Il progetto « Syncom » (della NASA) prevede la immissione, entro il 1962, in un'orbita stazionaria, di un satellite del peso di kg 33; il lancio comprenderà due fasi: un primo satellite sarà immesso in un'orbita di elevata eccentricità, il cui apogeo raggiunga i 36.000 km circa, e, al momento in cui il satellite incrocerà l'orbita di 24 ore, verrà comandata da terra la espulsione del piccolo satellite « Syncom ».
Quest'ultimo sarà dotato di un sistema per l'orientamento fisso rispetto alla terra e per la correzione della posizione e del moto; mentre i dati relativi allo orientamento saranno trasmessi telemetricamente a terra dal satellite stesso (con riferimento alla radiazione solare o a quella termica dalla terra,) i dati relativi all'orbita saranno ricavati dalle osservazioni di tracking a terra: un sistema di telecomando consentirà poi di operare le dovute correzioni, ponendo in funzione appositi getti di azoto compresso disposti sul satellite.

A

Una dimostrazione tra le più affascinanti effettuata durante l'annuale Mechanical Handling Exhibition a Londra nel Maggio scorso, consisteva nel controllo remoto di una fabbrica completamente automatica, situata ad oltre 120 miglia. Con semplici tocchi di alcuni tasti, l'operatrice controlla alcune delle fasi più critiche di lavorazione in una moderna fabbrica.

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Philips 19 TI 230 U (Trieste) 23 TI 230 U (Messina)

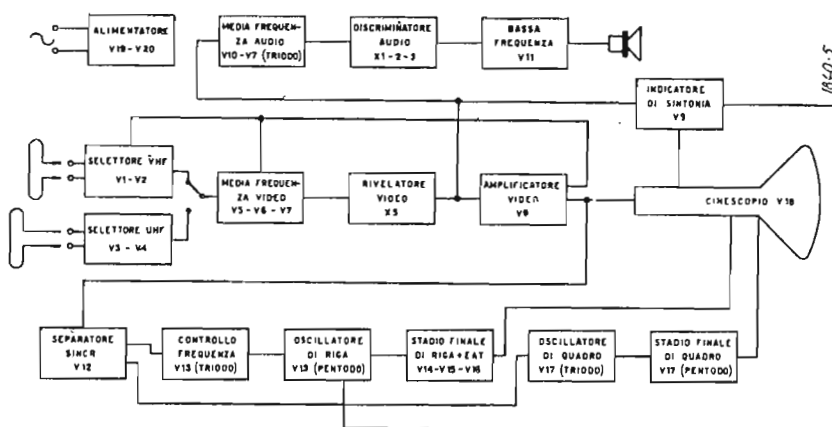



Fig. 1

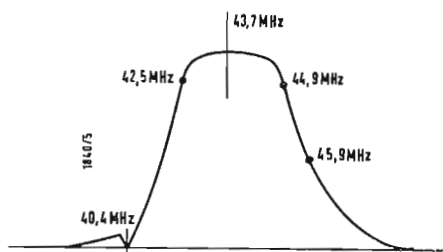



Fig. 2

1. - GENERALITÀ

I televisori PHILIPS 19 TI 230 U-00 « Trieste » e 23 TI 230 U-00 « Messina » sono destinati alla ricezione degli emettitori funzionanti secondo le norme CCIR. La ricezione audio è del tipo intercarrier e la regolazione della tonalità continua. Il cinescopio, in ambedue i televisori, è del tipo alluminato con deflessione a 110° e focalizzazione elettrostatica automatica. Il selettore è a 12 canali con entrata cascode, (*riassumiamo per comodità dei nostri lettori la denominazione dei vari canali: Canale A* = 52,5 - 59,5 MHz; *Canale: B* = 61 - 68 MHz; *Canale C* = 81 - 88 MHz; *Canale D* = 174 - 181 MHz; *Canale E*; 182,5 - 189,5 MHz; *Canale F* = 191 - 198 MHz; *Canale G* = 200 - 207 MHz; *Canale H* = = 209-216 MHz), più 4 canali di riserva.

Il selettore UHF, incorporato, consente la ricezione di tutti i canali della banda IV.

Questi tipi di televisori dispongono di un ottimo indicatore di sintonia che funge tanto in VHF quanto in UHF, del regolatore dell'effetto di rilievo e del registro parola-musica.

Impedenza di entrata 300Ω; Media frequenza video 45,9 MHz; Media frequenza audio 40,4 MHz (5,5 MHz). Tensione di alimentazione a 220 V 50 Hz, con possibilità di alimentazione c.a. a tensioni diverse. Consumo 150 W. Altoparlanti 19TU230U-00 = AD3700 + AD2300Z; 23TI230U-00 come il precedente .

Valvole usate 20 più 6 diodi.

2. - VALVOLE

V_1 = PCF80, V_2 = PCC88 selettore VHF; V_3 = PC86, V_4 = PC86 selettore UHF; V_5 = EF183, V_6 = EF80, V_7 = = PCF80 media frequenza video; V_8 = = PCL84 amplificatore video; V_9 = PCC85 indicatore di sintonia; V_{10} = EF80 (+ triodo V_7) media frequenza audio; V_{11} = PCL82 bassa frequenza; V_{12} = PCF80 separatore dei sincronismi V_{13} = PCF80 - triodo-controllo di frequenza; V_{13} = PCF80 - pentodo-oscillatore di riga; V_{14} = PL36; V_{15} = = PY81 stadio finale di riga e EAT; V_{17} = PCL82 oscillatore di quadro; V_{18} = cinescopio AW47/91 (Trieste); AW59/90 (Messina); V_{19} = V_{20} = PY82 raddrizzatrici. X_1 = X_2 = X_3 = OA81 discriminatore audio; X_4 = OA81; X_5 = OA72. rilevatore video X_6 = 072 (figura 1).

3. - OPERAZIONI DI CONTROLLO E DI MESSA A PUNTO

I valori che si debbono riscontrare nei

vari punti del circuito e le forme d'onda sono state riportate direttamente sullo schema elettrico, che è pubblicato in questo stesso numero della rubrica *Archivio schemi*. Le tensioni indicate corrispondono ai valori medi e sono state misurate nelle seguenti condizioni: luminosità al minimo e contrasto al massimo. Selettore in una posizione vuota. Gli oscillogrammi sono stati rilevati nelle seguenti condizioni:

a) Con il segnale di un generatore di barre ai morsetti d'antenna e con il ricevitore regolato normalmente.

b) Contrasto in modo tale che via sia un segnale con una tensione di 2 V cresta sulla griglia controllo dell'amplificatore video. 2 V cresta a cresta, sulla griglia controllo dell'amplificatore video. Durante le operazioni di riparazione occorre accertarsi che lo chassis non si trovi sotto tensione rispetto alla terra e così pure è necessario usare la massima prudenza nell'effettuare le misure sul circuito di uscita di riga dato che in esso è presente la EAT che è dell'ordine dei 15.000 V. Durante le operazioni di sostituzione del cinescopio è consigliabile l'uso degli occhiali di protezione.

Fig. 3

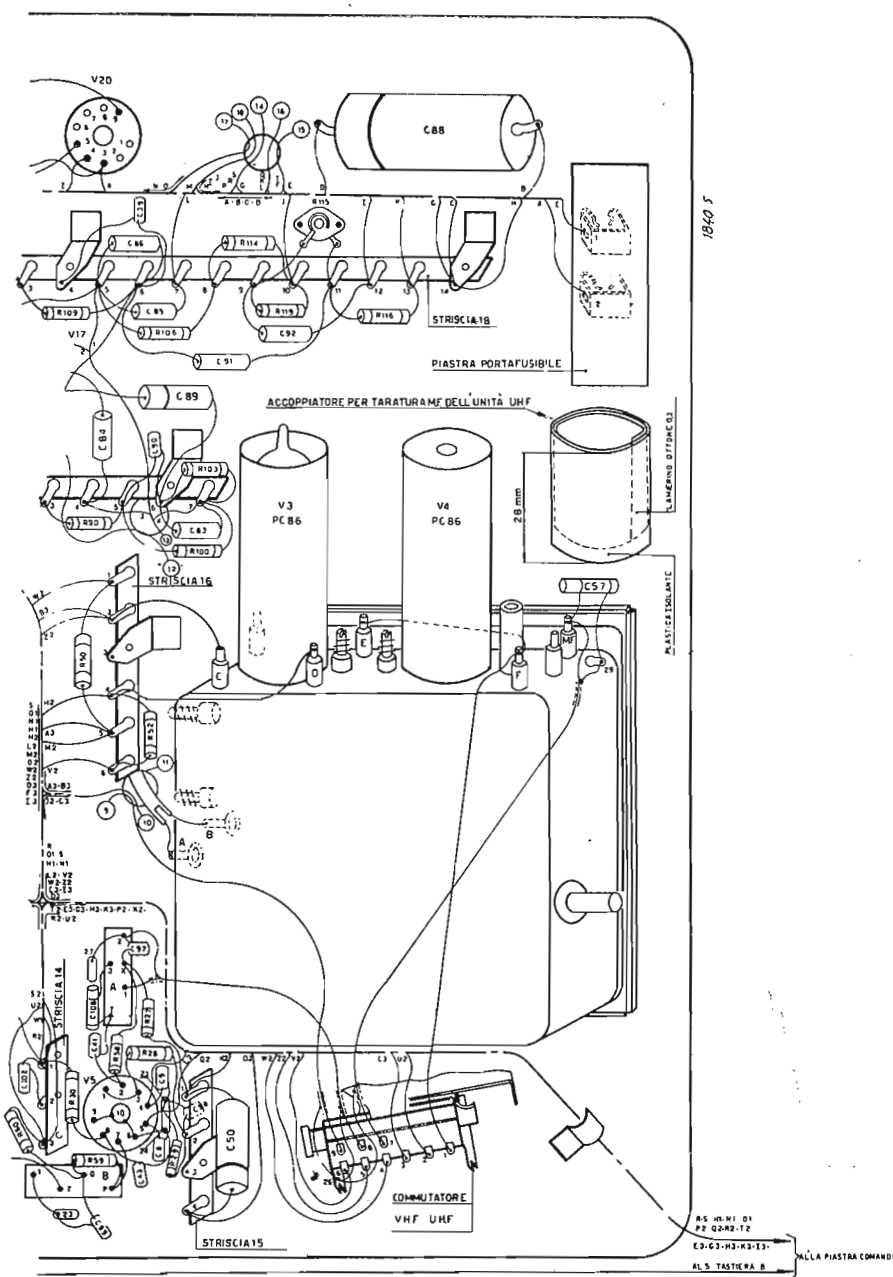
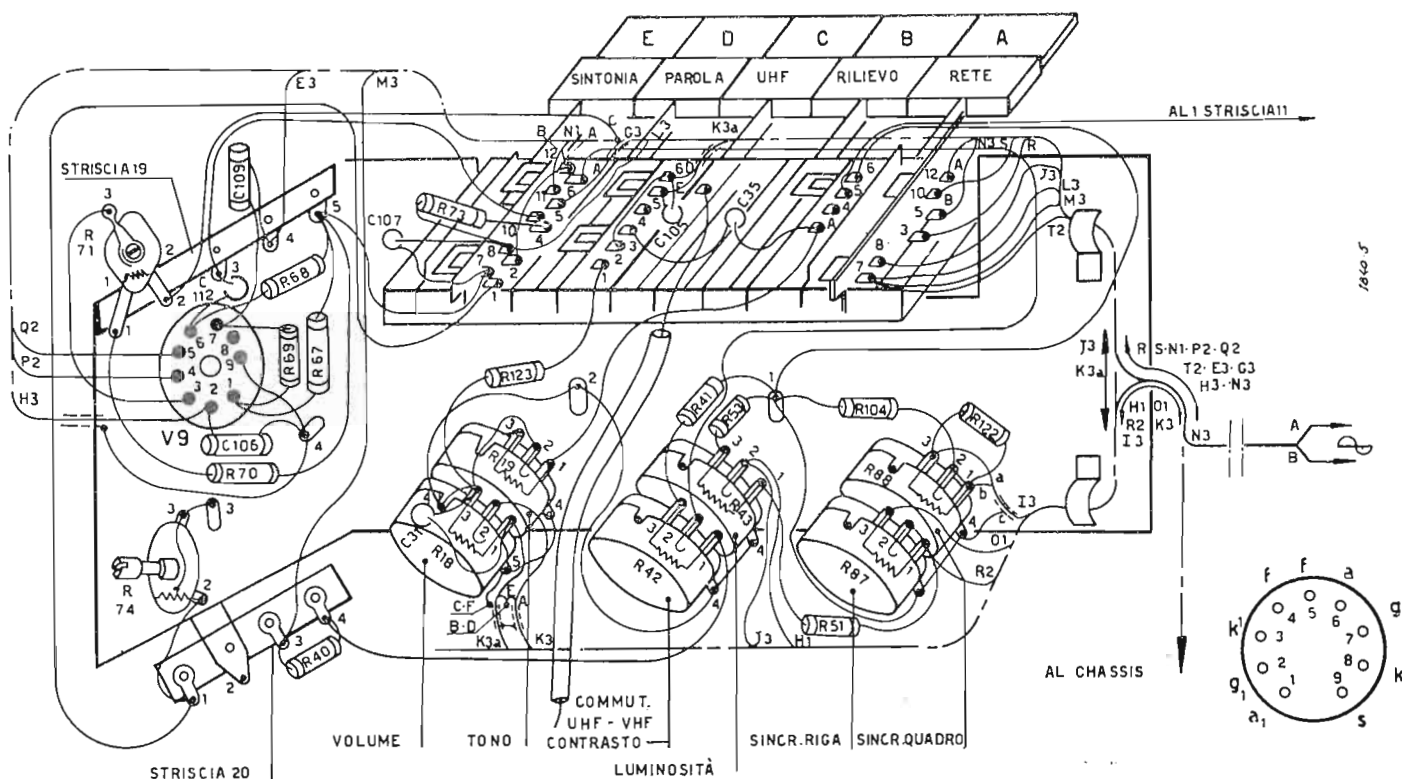



Fig. 4

4. - ALLINEAMENTO DELLA MEDIA FREQUENZA AUDIO

a) Collegare il voltmetro a valvola, con scala — 3 V ai capi del condensatore C_{29}.

b) applicare una tensione di circa 3 V ai capi di R_{45} (positivo a massa).

c) applicare un segnale a radio frequenza, non modulato, di 5,5 MHz fra R_{38}/S_{19} e la massa.

d) regolare S_5, S_4/S_{4a}, S_1/S_{1a}, S_2, S_{14}/S_{14a} per la massima deviazione dello strumento.

e)

5. - ALLINEAMENTO MEDIA FREQUENZA VIDEO

a) Applicare una tensione negativa di 3 V ai capi di R_{45} con positivo a massa.

b) collegare un condensatore da 5000pF fra la placca di V_8 (piedino 6) e massa.

c) collegare il voltmetro a valvola, scala 3 V, ai capi del condensatore di cui al punto *B*.

c) collegare il voltmetro a valvola, scala 3 V, ai capi del condensatore di cui al punto *B*

— — — — — — — — — — —

Smorzare 1500 Ω + 1500 pF	Tarare	Deviazione strumento	Voltmetro collegato a
S_1/S_{1a}	S_2 - S_{14}	massima	C_{29}
S_2	S_1/S_{1a}		
	S_5	zero	R_{17}/C_{32} e massa

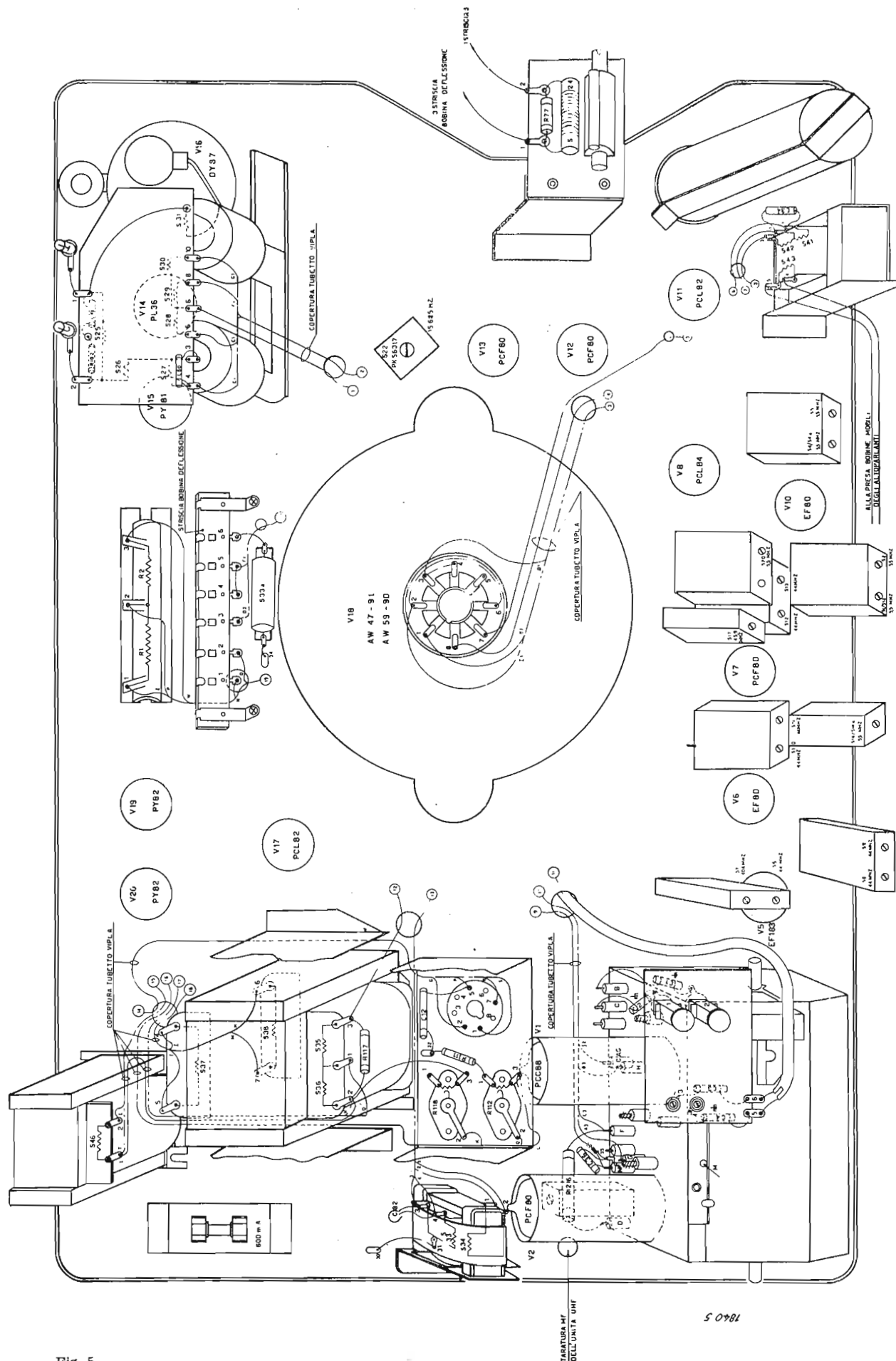
Controllo della banda passante:

a) Collegare l'oscilloscopio fra il nodo R_{17}/C_{32} e la massa

b) applicare un segnale avente la frequenza di 5,5 MHz (con deviazione di circa 400 Hz) tra il nodo R_{38}/S_{19} e la massa.

— — — — — — — — — — —

d) portare il selettore in posizione vuota.

e) applicare al punto di misura *M* un segnale a radio frequenza con modulazione di ampiezza di 400 Hz profondità di modulazione 30%.

Smorzare 1500 + 1500 pF	Frequenza MHz	Tarare	Deviazione strumento
S_{10} - S_{12}	44	S_{11} - S_{13}	massima
S_{11} - S_{13}	44	S_{10} - S_{12}	massima
S_8	44	S_9	massima
S_9	44	S_8	massima
svitare il nucleo M F sul selettore	44	S_6	massima
S_6	44	MF sul selettore	massima
—	40,4	S_7	minima

f) togliere lo smorzamento.

Controllo della banda passante

a) sostituire al voltmetro l'oscilloscopio

b) applicare un segnale modulato in frequenza di 44 MHz, con deviazione di 10 MHz a Hz, al punto di misura "M_3" La curva deve essere uguale a quella di figura 2.

6. - ALLINEAMENTO DEL FILTRO D'ARRESTO A 5,5 MHz (S_{20} - C_{54})

a) staccare la bobina S_2 da G1V10 (cioè il piedino 2) e collegare il piedino alla placca di V_8 (piedino 6) tramite un condensatore da 1500 pF.

b) collegare il voltmetro a valvola (con scala —3 V) ai capi di C_{29}.

c) applicare un segnale a radio frequenza non modulato (50-100 mV) di 5,5 MHz fra R_{38}/S_{19} e la massa.

d) tarare la S_{20} fino ad ottenere la minima deviazione dello strumento.

7. - REGOLAZIONE SULL'IMMAGINE

a) *Centratura dell'immagine:* è necessario agire sul centratore meccanico che è fissato sull'unità di deflessione e che determina lo spostamento dell'immagine da sinistra a destra e dall'alto al basso.

b) *Linearità verticale:* regolare normalmente R_{112}. Le linearità dei 3 centimetri superiori dell'immagine può essere regolata tramite il potenziometro R_{115}.

c) *Ampiezza verticale* si regola agendo normalmente sul potenziometro R_{118}.

d) *Linearità orizzontale:* si procede alla regolazione del magnete relativo la bobina S_{24} mediante un cacciavite isolato

e) *Ampiezza orizzontale:* qualora l'ampiezza orizzontale dell'immagine risultasse eccessiva è necessario inserire la plachetta di corto circuito tra i terminale 5 e 6. Naturalmente detta operazione deve essere eseguita con il televisore spento.

f) *Frequenza oscillatore di riga:* dopo aver sintonizzato regolarmente l'apparecchio si dispone al manopola del potenziometro sincronismo di riga R_{87} in una posizione intermedia. Si agisce successivamente sul nucleo di S_{22} fino a centrare perfettamente l'immagine.

g) *Taratura del C.A.G.:* con il contrasto al minimo si collega il voltmetro al nodo R_{45}-R_{46}. Si regola il potenziometro R_{124} fino ad ottenere una tensione di 18-19V.

h) *Taratura della media frequenza dell'unità UHF:* si preme il tasto superiore che sostituisce al normale selettore di canali l'unità UHF.

1. Togliere lo schermo della valvola V_4
2. Calzare sopra la valvola l'accoppiatore illustrato in figura 3 a destra della valvola V_4. Detto accoppiatore deve essere introdotto fra la valvola e lo schermo in modo da lasciar sporgere solo l'appendice della valvola.
3. Predisporre il televisore come per la taratura della media frequenza video.
4. Applicare il segnale a radio frequenza modulato in ampiezza al 30% fra il terminale dell'accoppiatore e la massa. (frequenza di 43,6 MHz).
5. Smorzare S_6.
6. Tarare il nucleo della media frequenza dell'unità UHF, che è accessibile attraverso l'apposito foro sullo chassis, fino ad ottenere la massima deviazione dello strumento.
7. Rimettere lo schermo alla valvola.

8 - CLASSIFICAZIONE DELLE BOBINE

S_1,S_{1a}, S_2 = media frequenza suono; S_3 = impedenza filtro; S_4, S_{4a}, S_5 = discriminatore suono; S_6, S_7 = media frequenza video; S_8, S_9, S_{10}, S_{11}, S_{12}, S_{13} = = medie frequenze video; S_{14}, S_{14a} = = media frequenza suono; S_{15} = bobina rivelazione; S_{16} = bobina di correzione; S_{17} = bobina di sintonia; S_{18} = bobina di correzione; S_{19} = bobina di correzione; S_{20} = bobina di arresto a 5,5 MHz; S_{21} = bobina di correzione; S_{22} = oscillatore di riga; S_{23} = bobina di correzione; S_{24} = bobina linearità; S_{25}, S_{26}, S_{27}, S_{28}, S_{29}, S_{30}, S_{31}, S_{32} = complesso uscita di riga e EAT; S_{33a} = bobina di riduzione di ampiezza; S_{33}, S_{34} = trasformatore bloccato di quadro: S_{35}, S_{36}, S_{37}, S_{38} = trasformatore uscita di quadro; S_{39}, $_{40}$ = unità di deflessione; S_{41}, S_{42}, S_{43} = trasformatore uscita suoni; S_{46} = impedenza filtro.

A

JASKI, T., *Industrial electronics made easy*, Gernsback Book, n. 99, Ed. Gernsback Library, N. Y., pagg. 288, prezzo 395 Dollari.

Come dice il titolo, il libro ha lo scopo di divulgare la conoscenza delle applicazioni industriali dell'elettronica nel più vasto strato di popolo possibile; quindi: niente matematica, niente formule. È una guida ideale per tutti i tecnici di media cultura interessati ad iniziarsi nell'elettronica industriale,

L'autore comincia col definire che cosa sia quest'ultima, e confronta le tecniche dell'elettronica delle comunicazioni con quella dell'industria. Fa un'analisi dei generatori a induzione, dielettrici, a microonde e supersonici; spiega la tecnica dei trasduttori, dei sistemi di controllo e dei servomeccanismi. Seguono le descrizioni di calcolatori, di registratori e di altri dispositivi di lettura e di risposta usati nell'elettronica industriale. Termina con una discussione delle tecniche e della strumentazione usati in questo campo.

Particolarmente interessante è il CAP. 9 che accenna ai circuiti flipi-flop *Nor* e delle unità *Not* a transistori, argomenti ben poco trattati nella letteratura tecnica non specializzata.

Gli argomenti sono così suddivisi nei 12 CAPP:

CAP. 1 - Elettronica industriale, che cos'è? dove si trova?

CAP. 2 - Confronto fra l'elettronica delle comunicazioni e l'elettronica industriale.

CAP. 3 - Generatori industriali.

CAP. 4 - Prevenzione delle interferenze.

CAP. 5 - Conteggi e contatori.

CAP. 6 - Uso del contatore e sua manutenzione.

CAP. 7 - Confronti industriali.

CAP. 8 - Sistemi statici di controllo.

CAP. 9 - Il sistema *Nor*, commutatori statici e controllo di programmazione.

CAP. 10 - Registratori industriali.

CAP. 11 - Applicazioni dei trasduttori all'elettronica industriale.

CAP. 12 - Strumenti per il servizio e loro applicazioni pratiche. *(a. n.)*

MANNINO PATANÈ, G., *La tecnica elettronica e sue applicazioni*, secondo volume, quarta edizione, ed. U. Hoepli, L. 12.000.

La quarta edizione del volume secondo dell'opera citata è costituita da ben 1158 pagine di testo perchè l'Autore ha voluto, soprattutto, fare il punto sui vari dispositivi allo stato solido, particolarmente sui diodi a semiconduttori a sui transistori, principalmente a giunzione, fornendo di essi dati e nozioni csaurienti. Ciò nella considerazione che numerosissime sono già le apparecchiature transistorizzate e altre, non meno numerose, saranno attuate a breve scadenza, soprattutto quelle mobili, per ovvie ragioni di peso, d'ingombro e di consumo. Trascurando che oggi i minuscoli dispositivi, dalla particolarissima tecnica, permettono già, e più lo permetteranno nel prossimo futuro, di ridimensionare vantaggiosamente strumenti tecnologici di vasto impiego per consentire di ridurne il costo e allargarne le possibilità.

La trattazione in parola, che occupa più di un terzo dell'intero nuovo testo, con la sua razionale e particolareggiata stesura, colma invero una lacuna oltremodo sentita nel campo dell'elettronica, perchè mancava un'opera italiana del ramo che affrontasse l'argomento nella sua interezza.

Infatti il volume tratta, dei diodi e dei transistori, teorie, costituzione, proprietà, parametri, caratteristiche elettriche e montaggi, soffermandosi su varie applicazioni di essi quali raddrizzatori, oscillatori, multivibratori, convertitori di frequenza e di potenza elettrica, nonchè sulla loro utilizzazione in amplificatori, in radioricevitori, in radiotrasmettitori e financo in televisori transistorizzati; abbondando notevolmente in chiari schemi elettrici di indubbia efficacia.

Non sono, d'altra parte, trascurati diodi e transistori dalle particolari funzioni, oggetto di recentissime scoperte i cosiddetti « blocchi funzionali »: i diodi Zener, i diodi « galleria » i diodi bistabili Shockley, il tiratrone allo stato solido della G. E., il transistore « Mesa » per alta frequenza, il commutatore « Binistore ».

È pure indicato, a completamento dell'interessante quadro, l'impiego di dispositivi, o composti, allo stato solido in svariati campi, principalmente in quello dei trasduttori di cui si valgono le tecnologie più avanzate, non esclusa quella che riguarda l'automazione, la quale pone già e porrà nuovi metodi e nuovi sistemi organizzativi alle aziende che vorranno risolvere i loro problemi di struttura e di funzionalità nel quadro dell'ammodernamento.

Indipendentemente dalla accennate argomentazioni, che rivestono di per sè un vivo e vasto interesse, nuovi e non meno interessanti paragrafi risultano aggiunti: per es., sulla stereofonia e sugli amplificatori stereofonici e di alta fedeltà, sulla filodiffusione normale e stereofonica, sugli amplificatori e convertitori a bassissimo rumore, preziosissimi oltre tutto, nelle telecomunicazioni spaziali e in quelle per diffusione, o per dispersione, anch'esse trattate. Altri nuovi paragrafi troviamo nel volume: su particolari circuiti per M.A. e M.F., sugli amplificatori magnetici e in materia di TV. Nei riguardi della TV invero gli aggiornamenti sono cospicui e riflettenti diversi particolari: la ricezione pure della banda UHF, particolarmente del secondo canale della nostra TV, le antenne per questa ricezione, delle quali si indicano costituzione, impedenza, norme per la loro messa in opera e per la loro manutenzione, la registrazione e la riproduzione magnetica delle immagini, le commutazioni elettroniche nelle regie video, i trasmettitori mobili o trasportabili e pure della banda UHF, i cinescopi di 23" e 110°, l'Eurovisione e lo scambio di programmi con gli USA. In fatto di TV a colori, di viva attualità, sono descritti nuovi sistemi cosiddetti « compatibili » e i tubi tricromici. A parte gli aggiornamenti di altri paragrafi, sempre della TV, particolarmente di quelli che trattano: la Toll TV in uso negli USA, l'immagine campione (o monoscopio) trasmessa dalla nostra RAI, il sistema di TV a colori NTSC, ecc.

Altri aggionamenti, alla luce delle più recenti realizzazioni, arricchiscono l'opera; citiamo: sull'impiego e sulla polarizzazione di tubi per piccole potenze, su nuovi tubi per trasmettitori e a larga banda, su trasmettitori e ricevitori di microonde, sull'Eidophor, o portatore di immagini, anche a colori (illustrato pure nella copertina), meglio definito come il proiettore (con lampada a gas xenon) a campo oscuro, quale è stato recentemente realizzato per applicazioni industriali e scientifiche, ecc.

La copertina del volume è a colori e plastificata. Un indice analitico, che conta oltre 800 « voci », consente al lettore di trovare rapidamente l'argomento che più gli interessa.

La nuova edizione dunque, anche se l'autore ha dovuto rimandare a un terzo volume alcune parti della vecchia, riesce preziosa a tutti coloro che desiderino aggiornarsi in materia di elettronica normale, soprattutto nei confronti dei dispositivi a semiconduttori, particolarmente dei diodi e dei transistori e di numerose applicazioni di essi, rispondenti a nuovi concetti e a tecnologie ben diverse dalle tradizionali.

A

dott. ing. Antonio Contoni

Metodo di rivelazione senza filtri di segnali stereo a MF*

L'impiego di una forma d'onda demodulatrice di commutazione, di simmetria dispari e di valor medio zero può eliminare la necessità di filtri per separare i segnali somma e differenza, come pure il segnale SCA.

NEL PROGETTO di un sistema ricevente multiplo bisogna fare le seguenti due considerazioni fondamentali:

1. la capacità del complesso di mantenere una buona separazione dei canali entro l'intero spettro audio (50 ÷ 15.000 Hz); e
2. l'eliminazione dei prodotti udibili risultanti dalla rivelazione dei segnali nella regione della subportante ausiliaria SCA (60 ÷ 74 kHz).

Lo schema che comunemente si usa per ripristinare l'informazione stereo dai segnali multiplati composti apparenti al rivelatore a rapporto consiste nell'isolare tra loro i canali delle bande laterali differenza ($S - D$) e somma ($S + D$) vengono demodulate e matriciate col segnale ($S + D$) per ottenere i segnali audio dei canali sinistro e destro (1). È stato messo in evidenza che errori anche piccoli nella fase del canale ($S + D$) rispetto a quella delle bande laterali rivelate ($S - D$), possono porre gravi limitazioni alla separazione dei canali.

L'industria ha presentato molti ottimi progetti di filtri di sfasamento lineare (2). Per quanto il metodo menzionato sia una soluzione del problema richiede però una taratura estremamente delicata. Bisogna mantenere rigorosamente tolleranze strettissime, se si vuol realizzare una ragionevole separazione dei canali. Difficoltà di ordine pratico sorgono anche dal fatto che i così detti filtri a variazione lineare di fase non sono perfettamente lineari, perciò la separazione dei canali diviene funzione della frequenza.

L'analisi dello spettro di uscita che si genera quando il segnale totale multiplex composto viene applicato a un demodulatore sincrono, indica che la forma d'onda di comunicazione del demodulatore ha valor medio zero, nella regione da 50 Hz a 50 kHz, appariranno solo le bande laterali (S — D) demodulate. (v. analisi dello spettro). Allora, nella banda di interesse dello spettro, un demodulatore correttamente studiato fornirà esattamente lo stesso segnale, sia, o no, esso preceduto da un filtro passa-banda. L'uscita del demodulatore può allora essere matriciata col segnale di entrata composto (non filtrato) per fornire i desiderati canali stereo sinistro e destro. L'eliminazione dei filtri introduce componenti di alta frequenza (oltre i 15 kHz) in forma di segnali MA a portante soppressa, nella forma d'onda di uscita, ma la normale deaccentuazione attenua efficacemente questi prodotti indesiderati.

Eliminando la causa principale di sfasamento relativo fra i canali principale e il sub canale, viene sostanzialmente aumentata la capacità di separazione relativa dello schema ricevente.

La sezione « alta fedeltà » è redatta a cura del dott. ing. Antonio Nicolich

(*) di THEODORE BIALLY; tradotto da *Audio*, gennaio 1962, pag. 35

(1) Commenti della G. E. C. al documento N. 13506 della FCC, appendice 1, pag. 87

(2) Commenti della Zenith Radio Corp. al documento N. 13506 della FCC, appendice 5, pag. 72

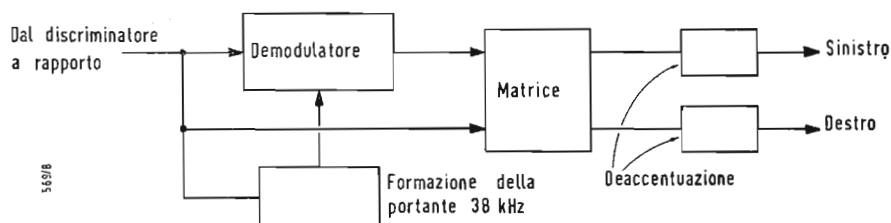



Fig. 1 - Schema a blocchi del circuito senza filtri.

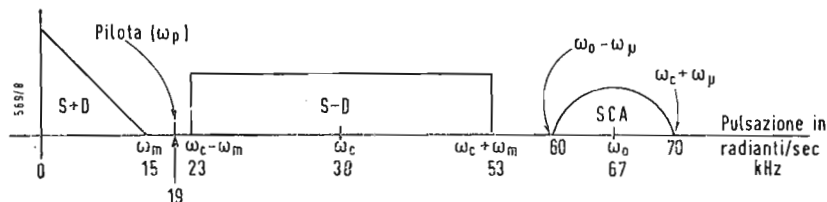



Fig. 2 - Distribuzione spettrale del segnale.

1. - REIEZIONE DELLA INTERFERENZA DELLA SCA

L'interferenza dovuta al canale SCA è il prodotto della mescolazione dei componenti SCA nella regione da 60 a 74 kHz, con un segnale compreso fra 45 e 89 kHz. Il risultato è un prodotto indesiderato nella banda da 0 a 15 kHz. Questa miscelazione avviene nel demodulatore del sub canale (S — D), cbe a motivo della sua natura non lineare, inietta, oltre alla richiesta portante a 30 kHz, varie armoniche di 38 kHz. Si noti che la seconda armonica (76 kHz) giace tra i limiti 45 e 89 kHz e costituisce una fonte potenziale di interferenza SCA. La soluzione del problema sta o nel prevenire l'apparizione di segnali nel campo da 60 a 74 kHz all'ingresso del demodulatore (cioè passando il segnale composto attraverso un filtro passa avente la frequenza di taglio compresa fra 53 e 60 kHz), o nell'eliminare la componente di seconda armonica della forma d'onda di commutazione del demodulatore. Una volta ancora la soluzione del filtro viene evitata, a motivo dello sfasamento che esso filtro introduce nella sua banda passante. Se il demodulatore è progettato per commutare con una forma d'onda di simmetria dispari (cioè priva di armoniche pari), l'interferenza della SCA cessa di costituire un problema.

Lo schema a blocchi del circuito ricevente è mostrato in fig. 1.

2. - ANALISI DELLO SPETTRO

Si usino le seguenti notazioni:

$\omega_p = 2\pi \times 19 \times 10^3$ rad/sec = frequenza pilota

$\omega_c = 2\pi \times 38 \times 10^3 = 2\,W_p$ rad/sec = frequenza della subportante

$\omega_m = 2\pi \times 15 \times 10^3$ rad/sec = limite superiore della frequenza audio

$\omega_0 = 2\pi \times 67 \times 10^3$ rad/sec = frequenza della subportante SCA

$\omega_\mu = 2\pi \times 7 \times 10^3$ rad/sec = limite superiore della frequenza audio della SCA.

Se il segnale audio del canale sinistro è:

$$\sum_{k=1}^{m} A_n \cos(\omega_k t + \varphi_k);$$

il segnale del canale destro è:

$$\sum_{n=1}^{m} A_n \cos(\omega_n t + \varphi_n);$$

e il segnale audio SCA è:

$$\sum_{A\, j=1}^{\mu} A_j \cos(\omega_j t + \varphi_j),$$

allora il segnale composto $[f(t)]$, che è disponibile all'uscita del rivelatore a rapporto, è:

$$\sum_{k=1}^{m} A_k \cos(\omega_k t + \varphi_k) + \sum_{n=1}^{m} A_n \cos(\omega_n t + \varphi_n) + A_p \cos \omega_p t + \tfrac{1}{2} \sum_{k=1}^{m} A_k \{\cos[(\omega_c + \omega_k) t + \varphi_k] + \cos[(\omega_c - \omega_k) t - \varphi_k]\} - \tfrac{1}{2} \sum_{n=1}^{m} A_n \{\cos[(\omega_c + \omega_n) t + \varphi_n] + \cos[(\omega_c - \omega_n) t - \varphi_n]\} + \tfrac{1}{2} \sum_{j=1}^{\mu} A_j \{\cos[(\omega_0 + \omega_j) t + \varphi_j] + \cos[(\omega_0 - \omega_j) t - \varphi_j]\}.$$

La distribuzione spettrale di questo segnale è come mostrato in fig. 2 attraverso la demodulazione, il segnale composto viene effettivamente moltiplicato per la funzione commutatrice del modulatore, $S(t)$ ossia l'uscita del demodulatore è il prodotto $f(t)\ S(t)$ come indica la fig. 3.

$S(t)$ nella sua forma più generalizzata può essere espressa come una forma d'onda periodica avente la frequenza fondamentale ω_c:

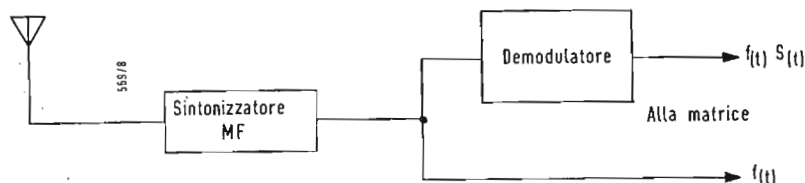
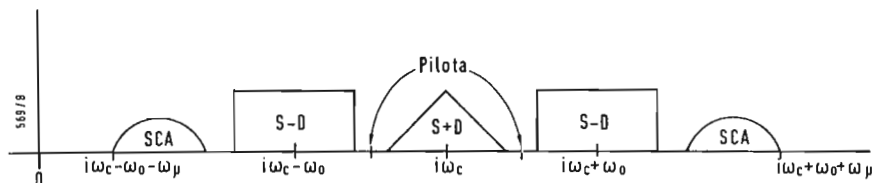



Fig. 3 - Segnale composto dopo demodulazione.

Fig. 4 - Distribuzione speciale del prodotto $f(t)A_i$ cos $(i\omega_c t + \Phi_i)$.

$$S_{(t)} = \sum_{i=o}^{\infty} A_i \cos (i\ \omega_e\ t + \varphi_i).$$

Lo spettro di $f(t)$ $S(t)$ può essere determinato sommando algebricamente gli spettri risultanti dai prodotti singoli di $f(t)$ con ciascuna dei componenti spettrali di $S(t)$.

Ciascuno di tali prodotti $f(t)$ A_i cos $(i\ \omega_c\ t + \varphi_i)$ fornisce la distribuzione spettrale illustrata in fig. 4.

Si noti che lo spettro $f(t)$ è stato trasferito alla frequenza $i\omega_c$ ed è simmetricamente disposta intorno a questo punto. L'ampiezza dello spettro traslato relativamente allo spettro originale $f(t)$ è $Ai/2$.

La componente fondamentale (ω_c) di $S(t)$ trasporta lo spettro $f(t)$ alla posizione mostrata in fig. 5.

La porzione dello spettro che cade nella regione di frequenza « negativa », può essere portata nella regione di frequenza « positiva », come in fig. 6. Poichè l'informazione $(S - D)$ sull'asse della frequenza negativa è l'esatta immagine speculare di quella sull'asse della frequenza positiva, l'ampiezza (A_s) dello spettro $(S - D)$ « positivo » risultante è funzione delle fasi relative dei contributi di frequenza positiva e negativa. In particolare lo spettro $(S - D)$ trasferito varia in ampiezza come il coseno dell'angolo di fase φ_i della componente fondamentale di $S(t)$. Per ottenere la massima restituzione di banda laterale, la fase della componente fondamentale di $S(t)$ deve essere identica a quella della subportante al trasmettitore. È scopo del demodulatore di fornire solo le bande laterali $(S - D)$ rivelate nella regione audio $O \rightarrow \omega_m$. Ciò è stato ricavato per mezzo della componente fondamentale di $S(t)$. Ora resta da vedere come ciascuna delle altre componenti spettrali di $S(t)$ dia uscite nella banda da O a ω_m.

La componente $i = o$ (c. c.) di $S(t)$ non effettua traslazione dello spettro di entrata, ma altera semplicemente la sua ampiezza secondo il fattore A_0. L'entrata al modulatore dovuta alla componente c.c. (A_0) di $S(t)$ è A_0 $f(t)$. Questa contiene l'informazione $(S + D)$ nella regione fra O e ω_m. Per ottenere *solamente* le bande laterali $S - D$ demodulate in questa regione, il termine A_0 di $S(t)$ deve essere zero.

Come si è già messo in evidenza ciascuna componente spettrale di $S(t)$ produce un'uscita che è simmetrica intorno a quella componente in frequenza. Infatti è chiaro che ciascuna componente di $S(t)$ fornisce un'uscita di larghezza di banda doppia di quella di $f(t)$. La larghezza di banda del segnale di entrata è $\omega_0 + \omega_\mu$ radianti/sec, ossia 74 kHz, in guisa che per ciascuna componente $i\omega_c$ appariva all'uscita del demodulatore un segnale il cui spettro sta fra i limiti $i \frac{\omega_c}{2\pi} \pm 74$ kHz, dove $\frac{\omega_c}{2\pi} = 38$ kHz. Queste componenti di $S(t)$, che sono alte in frequenza abbastanza perchè sia $\frac{i\ \omega_c}{2\pi} - 74 \text{ kHz} > 15$ kHz, non forniranno alcuna uscita nell'intervallo da 0 a ω_m (cioè da 0 a 15 kHz). In altre parole $i \frac{\omega_c}{2\pi}$ deve essere maggiore di 74 + 15 = 89 kHz affinchè non si generino segnali di uscita udibili.

Poichè $\frac{\omega_c}{2\pi} = 38$ kHz, i deve essere

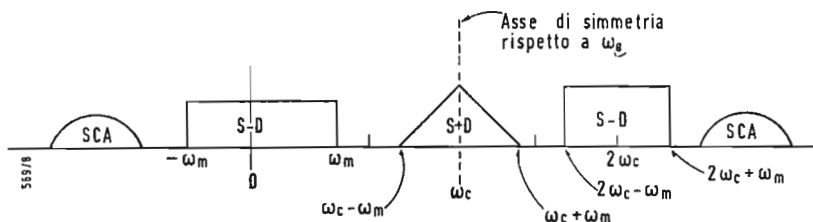
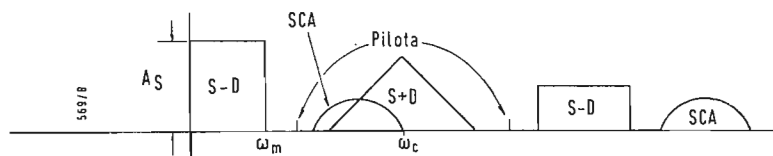



Fig. 5 - Spettro spostato della quantità ω_c.

Fig. 6 - Parte a frequenza negativa riprodotta nella regione positiva.

: $\frac{89}{38} = 2{,}35$. Inoltre i può assumere solo valori interi, in modo che non si avrà risposta udibile per $i > 3$. La seconda armonica ($i = 2$) di $S(t)$ deve essere soppressa, perchè questa componente fornisce un'uscita fra 0 e 15 kHz.

In fig. 7 è rappresentato lo spettro del segnale di uscita di un demodulatore che soddisfa ai requisiti sopra menzionati. Si noti che l'informazione $S - D$ è la sola componente udibile di questo segnale.

Poichè il processo del matriciare non provoca traslazione spettrale, l'uscita udibile dal circuito della matrice è composto solo di componenti udibili dei segnali di entrata. Le sole componenti udibili dell'originale $f(t)$ e dei segnali composti demodulati $[f(t)\ S(t)]$ sono rispettivamente $(S + D$ e$)$ $(S - D)$, in modo che si possono ottenere da esse i canali S e D col processo di matriciazione:

$(S + D) + (S - D) = 2\,S$; $(S + D) - (S - D) = 2\,D$.

3. - ESEMPIO

L'adattatore EICO MX-99 funziona secondo il principio trattato nella precedente discussione (v. fig. 8) (3). In esso non vi sono filtri nel cammino del segnale prima del punto, nel quale si effettua l'attuale separazione del canale. Il funzionamento del circuito è il seguente:

il segnale composto stereo ricevuto dal rivelatore a rapporto viene amplificato da V_{1A}. Per non alterare il funzionamento del rivelatore a rapporto, si fa eccezionalmente alta l'impedenza di entrata di questo stadio. Il segnale pilota a 19 kHz viene isolato e amplificato da V_4. Con un rettificatore di entrambe le semionde alla placca di V_4 si ottiene una duplicazione di frequenza; il segnale a 38 kHz così ottenuto viene impiegato per sincronizzare un oscillatore bilanciato a 38 kHz (V_5), che pilota un modulatore ad anello. Oltre ad un'intensa componente a 38 kHz, il raddrizzatore di entrambe le semionde fornisce una tensione negativa c.c., quando si riceve la portante pilota a 19 kHz. Questa tensione continua viene usata per interdire il tubo di commutazione V_{1B}, e quindi per accendere la luce del pilota al neon, che indica che una radiotrasmissione stereo è in transito. Il tubo V_{1A} fornisce anche il segnale stereo composto amplificato alla griglia dell'invertitore di fase a carico suddiviso (V_{2A}). V_{2A} provvede due uscite, che differiscono in fase di 180 gradi e che sono alternativamente campionate dal modulatore ad anello alla velocità di 38 kHz. Le due uscite campionate vengono sommate e amplificate da V_{2B}. Sommando i segnali alternativamente campionati fuori fase si produce effettivamente un'uscita, che è il segnale di entrata moltiplicato per la funzione di commutazione a 38 kHz di valor medio zero e di simmetria dispari. La frazione udibile di questo segnale è $(S - D)$, come si è spiegato nell'analisi dello spettro. $(S + D)$ e $-(+ D)$ sono disponibili all'anodo e al catodo di V_{2A} in una matrice resistiva. La deaccentuazione viene introdotta nei punti di matriciamento. Quest'ultima operazione compiuta su $(S + D)$ e $-(S + D)$ con $(S - D)$

(3) La Eico ha depositato un brevetto per proteggere questo circuito. L'informazione contenuta in questo articolo viene pubblicata senza pregiudizio dei diritti del brevetto Eico.

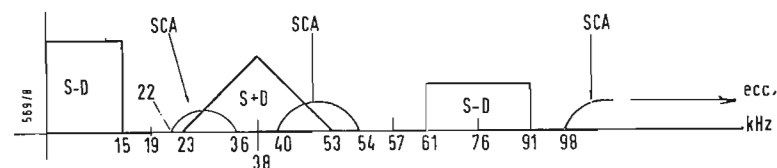



Fig. 7 - Spettro del segnale di uscita.

genera le uscite S e $-D$. Un invertitore di fase (V_{3A}) in un canale restituisce le convenienti relazioni di fase nei segnali di uscita, rendendo così compatibile l'unità con le altre apparecchiature stereo (registratore a nastro ecc.), rispetto alla fasatura degli altoparlanti. Variando l'intensità del segnale ($S - D$) che viene iniettato nella matrice, si controlla la separazione dei canali. Ciò si effettua con un controllo di guadagno alla griglia di V_{2B}. Il livello del segnale di uscita, in condizione di separazione ottima, è così determinato dalla componente diretta ($S + D$) ed è virtualmente indipendente dalla fase della portante reinserita. Un errore nella fase della portante iniettata richiederà semplicemente una posizione più avanzata del regolatore di separazione per ottenere la stessa ampiezza di uscita e la stessa separazione dei canali, che si otterrebbero nella condizione di fase ottima della portante. Si noti che il demodulatore è del tipo bilanciato, così che la portante a 38 kHz, fonte potenziale di disturbo, non può apparire all'uscita dell'adattatore. La presenza di questo segnale può concepibilmente introdurre note di battimento con gli oscillatori di polarizzazione del registratore a nastro.

Sono predisposte uscite da trasferitori catodici ($V_{3B,C}$) in ciascun canale e vengono effettuati filtraggi delle forme d'onda di uscita in questi stadi. Il filtraggio attenua le componenti di alta frequenza, che vengono introdotte nel processo di demodulazione e che possono divenire risturbanti nella registrazione su nastro, sebbene fortemente attenuate dai circuiti di deaccentuazione.

Infine i filtri sono studiati per eliminare il segnale pilota a 19 kHz, che è generalmente presente in notevole misura nei segnali di uscita. L'adattatore è capace di trattare i segnali di picco di 2,5 V_{eff} e di fornire una separazione essenzialmente costante di almeno 30 dB entro l'intero spettro acustico.

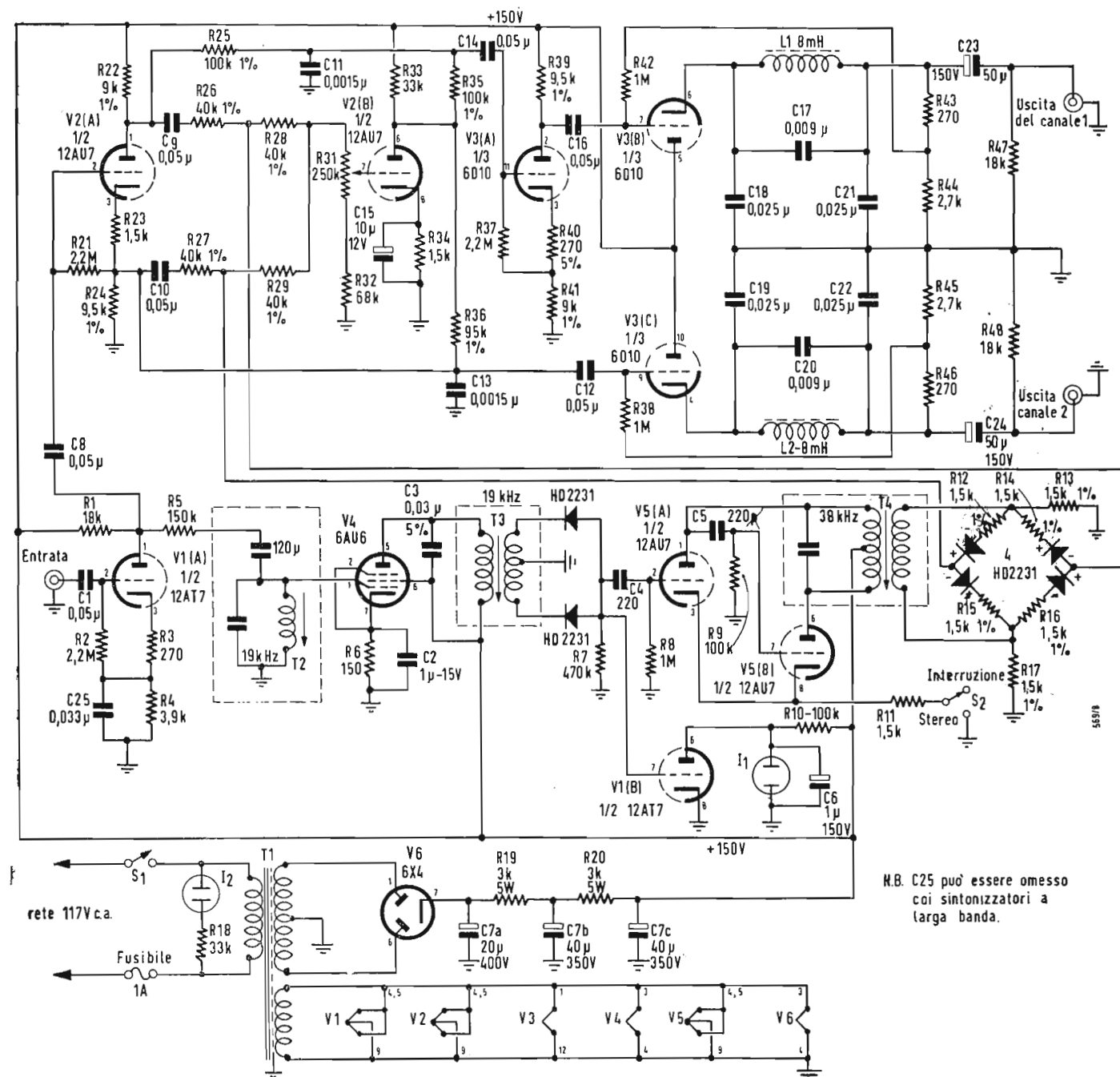



Fig. 8 - Schema elettrico dell'adattatore multiplo MX-99 della Eico.

dott. ing. Giuseppe Baldan

Un oscillatore sincrono e adattatore MF - Stereo*

Questo adattatore MF-Stereo serve per rendere adatti alla ricezione stereofonica i normali sintonizzatori MF; quel che esso richiede è solo una uscita di 0,5 V dal rivelatore MF.

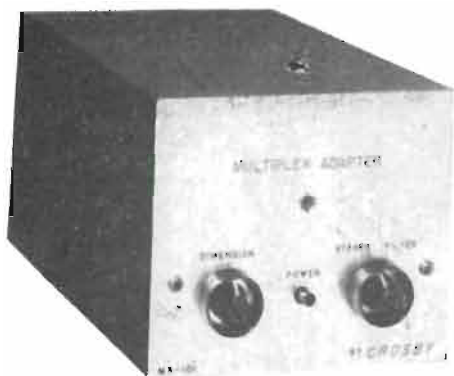



Fig. 1 - Adattatore MF-Stereo MX-101 della Crosby.

Dopo che la F.C.C. (Commissione federale per le comunicazioni) ha approvato un sistema per la trasmissione radiofonica della stereofonia, la Crosby Electronics Inc., ha pensato di soddisfare le aspettative dei consumatori creando un buon adattatore MF-Stereo di prezzo medio. Il modello MX-101, pur misurando solo 13 × 11 × 22,5 cm circa, è un adattatore universale, in quanto serve per rivelare la stereofonia, quando venga collegato a qualsiasi sintonizzatore o ricevitore che abbia un'uscita di almeno 0,5 V. Questa limitazione non è molto grave perchè quasi tutti i sintonizzatori danno una tensione in uscita superiore ai 0,5 V, i sintonizzatori che hanno una tensione inferiore forniscono una portante pilota a 19.000 Hz troppo bassa per « agganciare » l'oscillatore locale.

1. - CIRCUITO A BLOCCHI

Il segnale in arrivo dal sintonizzatore viene mandato ad uno stadio di amplificazione che eleva il livello di circa 10 dB. Il segnale viene poi utilizzato in tre circuiti diversi. Il blocco superiore è un filtro passa-basso (frequenza di taglio a 23.000 Hz) che lascia passare solo il segnale monofonico *S-D* (ossia la somma Sinistro e Destro). Questo segnale verrà poi usato per la combinazione con il segnale *S — D*.
Il blocco di centro è costituito da un filtro passa-banda che lascia passare solo le frequenze da 23.000 a 53.000 Hz. In questa banda è contenuto il segnale *S — D*, ossia più precisamente le due bande laterali in quanto la portante a 38.000 Hz è soppressa. Ciò significa che alla frequenza di 1000 Hz *S — D* corrispondono le due frequenze a 37.000 e 39.000 Hz.
Il blocco più in basso è costituito da un amplificatore della portante pilota a 19.000 Hz. Ricordiamo che questa portante, come è prescritto nel sistema approvato, può avere una ampiezza massima di appena il 10% della piena modulazione della portante principale. Quindi un sintonizzatore, che dà una uscita di 0,5 V per la piena modulazione, darebbe solo 0,05 V per la portante pilota a 19.000 Hz ed anzi questo livello si avrebbe solo in condizioni di piena limitazione del ricevitore o del sintonizzatore.
È quindi necessario amplificare ulteriormente la portante pilota. Il segnale amplificato viene poi usato per sincronizzare l'oscillatore locale a 19.000 Hz che si vede nel secondo blocco della catena.
Si è dedicata una cura particolare alla stabilità dell'oscillatore locale.
Considerate per esempio un oscillatore con una stabilità dello 0,02%. Lo 0,02% di 19.000 Hz rappresenta 3,8 Hz. La F.C.C. ha invece stabilito che la massima tolleranza che si può ammettere fra la frequenza della portante pilota e quella dell'oscillatore locale è di tre gradi. Si pensi che tre gradi corrispondono a 1/120 di Hz. È evidente che una tale stabilità si potrebbe ottenere solo impiegando un oscillatore controllato con un quarzo in custodia termostatica. Tale soluzione è però da escludere per evidenti ragioni di economia. Del resto quel che importa non è la stabilità propria dell'oscillatore, ma la possibilità di agganciarlo con la frequenza della portante pilota. È per questa ragione che si è curata l'amplificazione dei 19.000 Hz.
L'uscita dell'oscillatore passa poi per uno stadio duplicatore che fornisce una frequenza a 38.000 Hz in tutto uguale alla portante soppressa nel trasmettitore. La portante viene poi reinserita per mescolazione passiva e nel punto « A » del diagramma a blocchi si potrebbe osservare la familiare onda modulata, completa anche della portante.
Per ricuperare il segnale *S — D* basta ora usare un normale diodo rivelatore per MA. Poichè per la matriciazione algebrica occorrono ambedue i segnali (*S — D*) e —(*S — D*) si usano in effetti due diodi rivelatori collegati con le polarità invertite.
Il segnale S + D (che ha finora aspettato pazientemente) viene ora aggiunto al segnale S — D per dare il segnale 2 S ed a — (S — D) per dare il segnale 2 D. Poichè il segnale derivato dal sin-

(*) di Leonard Feldman; tradotto da *Audio*, luglio 1961, pag. 25.

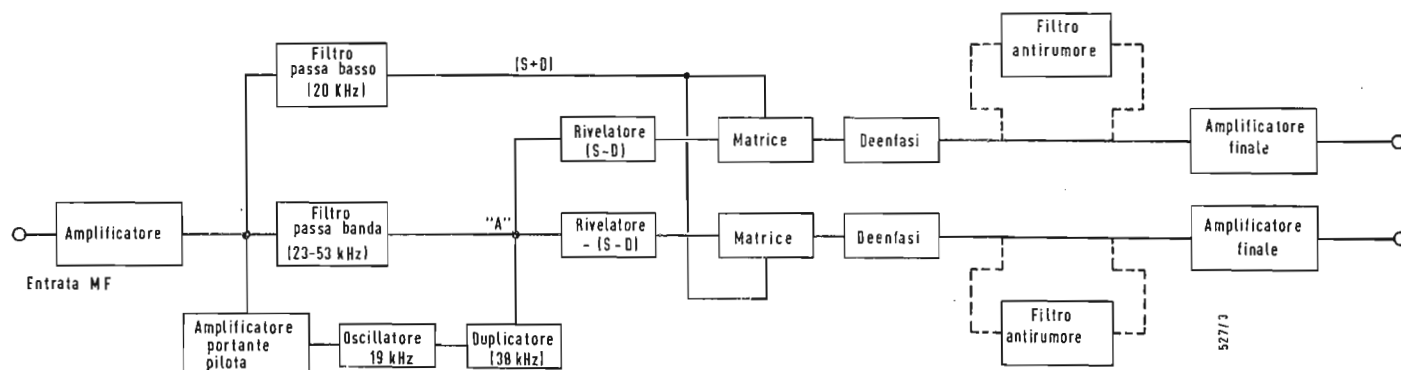



Fig. 2 - Diagramma a blocchi del modello MX-101.

tonizzatore non è ancora stato deenfasizzato, è necessario passare i due segnali risultati S e D attraverso due normali circuiti da 75 microsec in modo da ristabilire la corrente risposta di frequenza.

Tutti hanno notato che, mentre l'ascoltatore monofonico riceve con un normale rapporto segnale/disturbo anche quando è in funzione la stereofonia, l'ascoltatore stereofonico non è altrettanto fortunato. Molti specialisti hanno stimato che in stereofonia il rapporto segnale disturbo peggiori da 13 a 20 dB. Ciò significa che, quello che era un rapporto di 40 dB in monofonia, può diventare un rapporto di 20 dB in stereofonia, il che è assolutamente insopportabile. Naturalmente con una buona antenna si possono migliorare notevolmente le cose, però sfortunatamente la maggior parte dei possessori di apparecchi MF pensano che un pezzo di filo possa bastare. Ciò non è affatto sufficiente per la stereofonia. Quindi, visto che non si può cambiare in un giorno l'opinione della gente, abbiamo inserito in ciascuno dei due canali un filtro antirumore che serve per eliminare soprattutto i rumori in alta frequenza. Esso purtroppo toglie anche le alte frequenze foniche, funziona cioè come il filtro antifruscio inserito nei riproduttori fonografici. Noi tuttavia pensiamo che la stereofonia senza fischi sia sempre da preferire ad una stereofonia con tutte le sue alte frequenze, ma anche con un fastidioso sottofondo di disturbi. Se eravamo disposti a sopportare il rumore potevamo accontentarci della trasmissione simultanea in MF e MA, che speriamo stia ormai sparendo per sempre.

Il diagramma a blocchi indica infine due stadi amplificatori con carico catodico i quali permettono l'impiego di cavi anche lunghi fra l'adattatore e l'amplificatore senza ridurre gli altri o aumentare il rumore.

2. - CIRCUITO COMPLETO

Uno schema completo del modello MX 101 si può vedere nella fig. 3. Avvertiamo i lettori che alcuni particolari del circuito sono protetti da brevetti e non possono essere quindi utilizzati per scopi commerciali.

I punti interessanti di questo schema sono parecchi. Come primo amplificatore si usa una sezione di un tubo 12AV7. L'altra metà di questo 12AV7 viene usata per amplificare la portante pilota. Si noti che in questo secondo circuito non si sono usati dei circuiti sintonizzati, che del resto non sono necessari per due ragioni. I valori delle capacità di accoppiamento scelte (0,001 μF per la griglia e 0,002 μF per la placca) sono abbastanza bassi per attenuare in modo sufficiente le frequenze del canale principale (30 — 15.000 Hz). Inoltre sia questo gruppo di frequenze, sia quelle del canale S — D (23.000 — 53.000 Hz) sono abbastanza lontane dalla frequenza di 19.000 Hz per potere disturbare l'oscillatore locale.

Se invece di usare un oscillatore locale si fosse scelta la soluzione di amplificare la frequenza di 19.000 Hz, presente nel segnale, si sarebbero dovuti usare diversi circuiti sintonizzati con un Q molto elevato, in modo da separare perfettamente solo la frequenza di 19.000 Hz.

L'oscillatore è un normale oscillatore Hartley nel quale il segnale di sincronizzazione viene applicato ad una presa centrale della bobina. Alle estremità di questa bobina si può misurare una tensione alternata di circa 6-8 V, quindi sulla griglia delle 6C4 si deve avere una polarizzazione in corrente continua di 10 o più V. Lavorando in questo punto della curva dinamica del triodo 6C4, si ottiene un buon effetto duplicatore e nella placca della stesso tubo si ha un circuito sintonizzato a 38.000 Hz. Se si osserva con un oscillografo la forma d'onda della tensione presente sulla placca del triodo 6C4 si osserverà che il primo ciclo è più ampio del secondo, il terzo è più ampio del quarto, e così via. Ciò significa che il segnale contiene ancora una componente a 19.000 Hz, tuttavia la presenza di questa frequenza non disturba affatto la rivelazione del segnale S — D. Un condensatore da 0,005 μF serve per accoppiare la subportante al punto di collegamento dei due diodi, punto nel quale sono presenti ambedue le bande laterali. La scelta del livello da dare alla portante da 38.000 Hz è il punto più delicato di tutta la progettazione del modello MX-101.

Da una parte con una modulazione del 30% si otterrebbe la rivelazione con la minima distorsione. Dall'altra parte è desiderabile ottenere la massima uscita audio in modo che non sia necessaria una ulteriore amplificazione audio e sia possibile ottenere un buon rapporto segnale/disturbo. Le cose sono poi ulteriormente complicate dal fatto che fra i vari sintonizzatori si possono avere dei rapporti molto diversi fra l'ampiezza delle bande laterali (dipendente dal sintonizzatore) e l'ampiezza della subportante a 38.000 Hz (che dipende dall'adattatore).

Dopo aver controllato la maggior parte dei sintonizzatori esistenti si è deciso di fissare il livello dei 38.000 Hz, da applicare al punto di inserzione, sui 3-4 V. Il ragionamento che abbiamo fatto è stato il seguente: la maggior parte dei sintonizzatori produce 1 V in uscita in condizioni di massima deviazione (75 KHz). Come abbiamo già detto, il primo stadio di amplificazione generale ha un guadagno di 10 dB, quindi sulla placca della 12AV7 si hanno circa 3 V. Questo segnale viene abbassato di circa 3 dB dalle due resistenze di placca (10.000 e 33.000 Ω) e poi si ha un'altra perdita di 6 dB causa del carico di chiusura del filtro da 10.000 Ω. Quindi nel punto di giunzione fra i diodi si ha ancora 1 V, in condizione di massima modulazione.

Ora 1 V di bande laterali e 3-4 V di subportante a 38.000 Hz danno una forma d'onda ideale per la rivelazione. Però se in qualche sintonizzatore speciale la tensione del segnale S — D risultasse raddoppiata, essa sarebbe sempre minore della portante e non si avrebbe una forte distorsione di modulazione. D'altra parte un sintonizzatore che avesse un'uscita di soli 0,5 V per piena modulazione darebbe

un inviluppo di MA di circa il 20% e quindi offrirebbe una tensione fonica più bassa del caso precedente, ma sempre sufficientemente alta per quanto riguarda la capacità segnale/disturbo dell'adattatore.

Seguendo il canale S + D (parte superiore) si trova ad un certo punto un potenziometro da 50.000 Ω che ha lo scopo di determinare esattamente il livello di S + D da combinare con i segnali (S — D) e — (S — D). Questo controllo, che normalmente viene regolato in fabbrica è utile anche per un'altra ragione. Nonostante che la F. C. C. permetta una uguale modulazione nei due canali; può darsi che qualche stazione desideri variare questa formula all'inizio. Nella maggior parte dei programmi musicali S — D è meno variabile in ampiezza di S + D, quindi può darsi che qualche stazione, per migliorare il rapporto segnale/disturbo, desideri aumentare il livello relativo di S — D. La stazione può adottare questo provvedimento senza violare le prescrizioni F. C. C., in quanto il segnale S — D ha un livello minore del segnale S + D proprio per la natura dei normali programmi stereofonici. Se una qualche stazione decidesse di comportarsi in questo modo sarebbe necessario regolare alla ricezione il giusto rapporto fra S + D e S — D in modo da ottenere la migliore separazione stereofonica. Si può però verificare anche il caso opposto, una stazione, a causa delle limitazioni del materiale attuale, può essere indotta ad attenuare la componente S — D rispetto alla S + D, perchè la sua apparecchiatura per la subportante non è in grado di modulare al 90% la portante principale. Anche in questo caso è necessario ritoccare al lato ricezione il rapporto fra S — D e S + D in modo da ottenere una buona separazione.

A prima vista il controllo « Dimensione » potrebbe sembrare una ripetizione del controllo appena spiegato. Esso però differisce in pratica per due ragioni. Per prima cosa è accessibile esternamente e può quindi essere regolato dall'utilizzatore per aumentare o diminuire a piacere l'effetto di separazione. Per chi ama la precisione questo controllo ha però anche un'altra funzione. Ricordiamo che la deenfasizzazione avviene dopo la combinazione dei segnali e che il ritardo deve essere di 75 μ sec per i due segnali S + D ed S — D. Per il ramo S — D il circuito di deenfasi è costituito da 22.000 Ω (vicini al diodo) in serie con 50.000 Ω (metà del potenziometro « dimensione ») seguiti da un condensatore di 1000 pF. Si hanno cioè 72.000 Ω e 1000 pF cioè 72 μ sec; in pratica poi le capacità parassite forniscono gli altri 3 μ sec. Nel caso del segnale S + D il circuito di deenfasi è costituito da 22.000 Ω (vicini ai 70 m. del filtro passa basso) e dall'altra metà del potenziometro da 100.000 Ω, seguita sempre dal condensatore da 1000 pF per un totale di 72 μ sec. Ora, mentre il condensatore usato in questo circuito è comune ai ai due segnali, ciò non vale invece per la componente resistiva. Se si fossero usate delle resistenze fisse da 75.000 Ω, anche una differenza del 5% nel valore delle resistenze avrebbe portato una differenza del 15% nelle caratteristiche di deenfasi dei due canali. Una tale differenza avrebbe poi alterato l'ampiezza relativa degli altri dei due segnali S + D ed S — D. danneggiando gravemente la separazione stereofonica nelle frequenze più alte. Si deve invece fare in modo che l'ampiezza dei segnali S + D ed S — S siano uguali a tutte le frequenze, se si vuole ottenere una buona separazione stereofonica.

Il controllo « dimensione » è stato aggiunto soprattutto per questa seconda ragione. La sua posizione normale è quella centrale però una piccola rotazione a destra o a sinistra può migliorare in modo notevole la separazione a tutte le frequenze. L'effetto è avvertito anche dai principianti.

I filtri di rumore in circuito stampato sono di tipo normale. L'attenuazione per le alte frequenze raggiunge un massimo di 12 dB per ottava a 5000 Hz l'attenuazione è di 3 dB. Anche gli stadi finali sono di tipo normale e permettono l'uso di cavi lunghi fino a 60 m senza inconvenienti.

L'adattatore ha un proprio alimentatore e consuma circa 25 W.

A

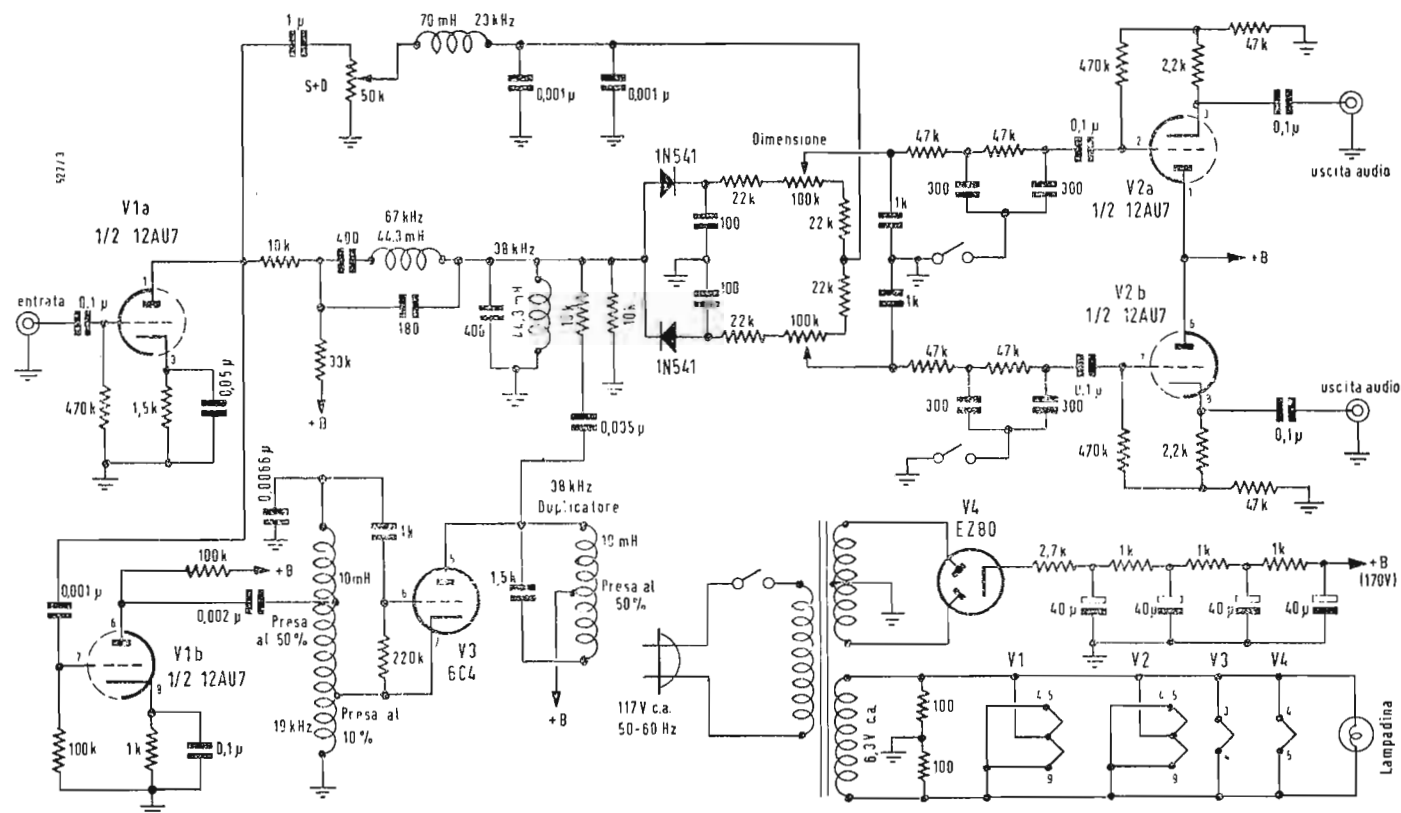



Fig. 3 - Schema completo del modello MX-101.

Gianfranco Perfetti

Il condensatore e l'acustica

Nel breve svolgersi degli ultimi anni si è assistito al completo rinnovamento di una intera classe di prodotti destinati a far parte di varie composizioni strumentali per la rivelazione dei segnali di bassa frequenza, ma mai s'era vista una così tenace presa di posizione, in un posto d'assoluta priorità, da parte di un elemento che si pensa ben difficilmente sia possibile spodestare per qualche anno ancora.

ANCHE IL FATTORE miniaturizzazione sembra avvalorare l'ipotesi che il microfono a condensatore possa assorbire l'interesse di quanti si occupano d'elettroacustica e più propriamente di registrazione e amplificazione professionale.

Si disse da più parti, fino a poco tempo addietro, che la supremazia del microfono a condensatore sarebbe stata temporalmente molto breve, sarebbe durata il tempo necessario allo sviluppo di nuove tecniche costruttive e che la ricerca ed il dimensionamento di nuove leghe per i circuiti magnetici, – sempre secondo una maggioranza di acquirenti più numerosa di quel che non si crede – avrebbe dovuto dimostrare che la fedeltà di risposta di un microfono dinamico sarebbe stata indiscutibilmente più consona alle esigenze degli attuali sistemi di riproduzione.

Di fatto, le ragioni che venivano addotte per dar fondamento a simili previsioni erano principalmente quelle relative alla qualità di risposta sull'intera gamma di frequenza percepibile dell'orecchio. Il condensatore veniva considerato come un elemento non idoneo alla riproduzione delle più complesse caratteristiche cromatiche di un suono.

È un microfono « freddo », si disse, ogni paragone con le equivalenti unità magnetodinamiche lascia queste ultime in condizioni di netta superiorità.

Misure « ad orecchio » s'intende.

Diremmo quasi misure con un elemento sensibile molto poco educato o educato solo parzialmente sui principi basilari dell'elettroacustica. Colpa di nessuno – colpa del tempo, della poca pubblicità didattica in esso svolta.

Accadde, pressapoco, quello che avenne alcuni anni fa con l'avvento dell'alta fedeltà.

Sembrerà un paradosso, ma più lineari erano i complessi e meno erano considerati da parte del grosso pubblico – costi ignorati naturalmente. La perticolare condizione psicologica dello ascoltatore di programmi riprodotti meriterebbero una analisi tutta particolare.

Si sono viste a centinaia le persone che, messe di fronte a diversi complessi, – parità di prezzo d'acquisto – optavano per la versione meno lineare.

Non era certo l'estetica ad invogliarli: spesso si trattava di disegni industriali praticamente identici.

Dicevano piuttosto che secondo loro la riproduzione era più gradevole, che il suono era più reale.

Esatto: « più reale », giustappunto è questa l'affermazione sulla quale si è abituati a tergiversare tralasciando, o emmettendo solo per inciso, quale possa essere il significato di realtà.

Sono eccezioni più uniche che rare, ma qualcuno, tra i tanti, arrivava ad enunciarne, in termini, molto chiari, il vero valore.

Termini chiari che erano e sono termini elettrici, termini di fisica.

Tutti discorsi che, in definitiva, elevano lo stesso complesso di riproduzione al rango di macchina e solamente di macchina, quale in effetti è.

Si è scritto « elevano » proprio perchè riteniamo che poco lungi da questa espressione sia situato il fulcro su cui far leva per capovolgere una situazione che ci sembra così assurda.

Il mezzo, il complesso – qualunque esso sia – non ha una sua caratteristica formante o deformante: non deve averne: proprio come uno specchio non deve avere aberrazioni di sorta per poter riprodurre le più disparate figure geometriche nella loro integrità.

Non è possibile continuare a pensare che la musica riprodotta (diciamo musica per parlare di uno solo degli aspetti che può assumere una modulazione, ma potremmo parlare ugualmente di rumori), al punto in cui si è, possa essere considerata dalla stregua di « musica riprodotta », alludendo, con tale espressione, alle diversità timbriche, anni di assuefazione, ci fanno considerare come omologabili per l'ascolto tra le pareti domestiche o, quant'è peggio, negli auditori.

Diversità timbriche che sono la vera essenza, il carattere del complesso che ci capita di esaminare e che, proprio per queste, siamo portati a pronunciare frasi come: è più gradevole, op-

pure, si ascolta più volentieri. Espressioni come le precitate spesso vogliono solo dire è più distorto o è meno lineare. In pratica lo stesso discorso lo si può fare per i microfoni, riproponendo, quindi, proprio quella condizione di disparità che s'era detta esistere tra magnetodinamici e condensatore.
Con ciò non si vuole arrivare a dire che l'uno non possa sostituire l'altro o addirittura che la supremazia di uno decreti inesorabilmente la inutilità dell'altro.

Se lo dicessimo, nel timore non riuscire ad eludere possibili errori di valutazione da parte degli acquirenti, incorreremmo in un'antra più deprecabile formulazione di giudizio: quella della non tolleranza.
È dunque con cautela che si espone il problema di paragone relativo a quanto deriva dall'aver enunciata la migliore prestazione offerta dagli elementi a condensatore, lasciando sostanzialmente a ciascuno la possibilità di discuterne.

Sappiamo che il microfono non è un orecchio umano, ci accingiamo a dire non dovrebbe mai divenire uguale allo elemento sensibile di cui dispone il cervello per identificare e decifrare il codice delle pressioni che ci colpiscono quando siamo immersi in campi in cui esistano modulazioni a forte intensità
Ciascuno a suo modo attribuisce alla modulazione un significato strettamente legato al proprio grado di preparazione culturale.

Sarebbe assurdo pretendere di poter ascoltare con gli orecchi di un altro, così come ci sembra assurdo il voler pretendere che un elemento elettricamente e meccanicamente inferiore ad un altro, più perfezionato, possa consentirci di spaziare con la stessa intensità emotiva su modulazioni da esso riprodotte.
La differenza potrà essere minima, ma esiste ed in verità è assai sensibile.
Tanto sensibile da indurre taluni ad esprimere i giudizi precitati. Ma sinceramente c'è da pensare che sia appunto l'abitudine, l'esserci troppo spesso soffermati nell'accettazione di standard ormai comuni (e superati) che provochino questo fenomeno.

Quella tonalità calda, così la si definisce comunemente, che possiamo ottenere da un magnetodinamico è senz'altro gradevole, ma non lo è altrettanto da un punto di vista strettamente professionale allorchè una buona strumentazione ci suggerisce dove individuare lacune di ogni genere, le più insospettabili, quelle che eravamo abituati a tollerare, quelle, soprattutto, che consentono di poter velutare chiaramente il timbro di un suono riprodotto e di identificarlo come tale.
La non perfetta linearità: eccone una. Il roll-off alle alte frequenze dopo di 12 kHz,
l'enfasi su determinate frequenze, anche se graficamente contenute entro pochi decibel, sono le altre.
Buona invece la risposta sulle basse frequenze, anche se ottenuta con calcoli laboriosi sulla cassa di risonanza del microfono che, per questa ragione, non potrà mai raggiungere dimensioni molto ridotte.
Ma c'è dell'altro, ed è forse quel che più conta.
Quella deficienza di alte frequenze ci ha abituati a valutare la gamma acustica, necessaria ad una perfetta riproduzione, con un concetto che dava e da adito a pensieri del tutto inaccettabili.
La non uniforme rivelazione dello spettro di frequenza dai 20 ai 20 kHz ha acuito la nostra sensibilità e temperata la preferenza verso una abbondante elargizione di note basse (apparenti) e, alla luce di non nuove esperienze, dobbiamo dire che sembra siano proprio queste a creare quella sensazione che umanamente chiamiamo « calda ».
Al contrario, l'assenza di sollecitazioni valutabili oltre i detti 12 kHz ha assopito la sensibilità timpanica che viene automaticamente compensata dalla attività cerebrale.
Attività cerebrale che, per comparazione mnemonica sulle fondamentali e sulle prime armoniche, risolve egregiamente ogni manchevolezza. Ma eccoci al dunque.
Strumentalmente ci accorgiamo subito che la reale elargizione delle frequenze basse è lineare e che la loro illusoria enfasi – il calore – è dovuto solo ad un effetto psicologico e fisiologico.
Ed ancora: quella laboriosità mentale di cui sopra, se accettata come tale, risulta essere l'indice indiscutibile di una prevenuta, diremmo inevitabile, espressione di giudizio.
Senza volerlo, forse, si ammette una diversità fondamentale tra suoni percepiti dal « vero » e suoni riprodotti, meglio ancora dire: che siamo dell'idea che il riprodotto debba essere così perchè così è stato finora.
Ci sarà senz'altro qualcuno che potrà ergersi in difesa di questo modo di pensare e che potrà farci notare la non necassaria ricerca di un meglio da considerarsi accettabile solo relativamente.
L'elargizione di alte frequenze, infatti, non sempre può riuscire piacevole.
Tuttavia è bene chiedersene il perchè. Una spiegazione sommaria può essere offerta col dire che la distorsione alle basse frequenze è molto meglio sopportata (quasi non avvertita) e che, proporzionalmente, sulle alte, può diventare addirittura lacerante per le proprietà fisiche delle stesse onde, le quali essendo più corte, sono compromesse o modificate in tutta la loro forma dalle aberrazioni dei rivelatori e riproduttori quand'anche dai microfoni stessi.
Il ragionamento può risultare valido anche per quella serie di microfoni, a condensatore e non, destinati ad

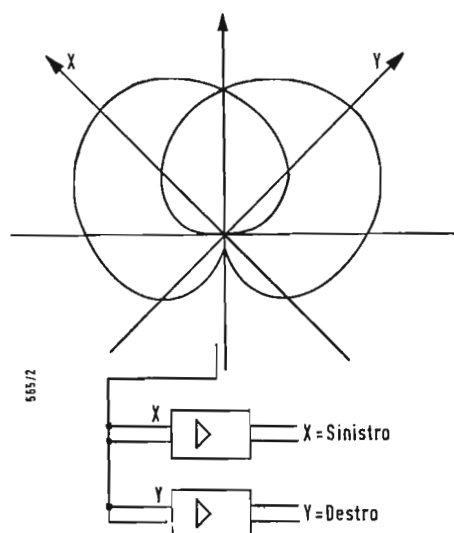



Fig. 1

impiegi speciali. Tuttavia, per questi ultimi, si possono rendere necessarie, e quindi ritenere di piena accettabilità, alcune enfasi o deenfasi sulla surva di risposta che dovrà essere particolarmente studiata a seconda del fine che si vorrà raggiungere per impiegare il microfono in un determinato settore piuttosto che in un altro.

Vedi, ad esempio, la serie degli ipercardioidi, degli anti-Larsen, così come i tipi differenziali ad elevatissima discriminazione. Di questa serie ci auguriamo di poterne parlare in seguito; per ora, per quanto s'è detto circa l'uso del microfono come unità destinata all'impiego in buone condizioni ambientali, esiste la ragione di credere che l'intero spettro di frequenza debba venir rispettato nel suo equilibrio.

Tal fatto non arrecherà altro che migliorie chiaramente sensibili durante la riproduzione, beninteso se lineare, ben dosata nei volumi, ma soprattutto ascoltata.

Già, perchè per i microfoni come per gli altoparlanti, le valutazioni per sentito dire non sono valide.

1. - ALCUNE CARATTERISTICHE

Il condensatore s'era presentato solo anni fa, benchè il suo uso fosse ben diffuso in Germania durante il periodo bellico, alla ribalta dell'attenzione mondiale con una certa prepotenza dichiarante la netta superiorità in campo professionale.

Ciò, nonostante le sue dimensioni ne rendessero proibitivo l'uso laddove l'ingombro assumeva una nota caratteristica da non trascurare, sia per ragioni estetiche, sia per il problema dell'alimentazione il cui blocco – nel vero senso della parola – era tutt'altro che pratico.

Ma a favorire la sua ascesa ed a smimuire le più accese polemiche sorte sulla sua idoneità non totalmente accettata, fu senza dubbio l'avvento dell'Alta Fedeltà.

La necessità di avere ottime matrici per stampare dischi di pregio e la conseguente possibilità di disporre di magnetofoni a larga banda fecero il resto.

È tuttavia doveroso ricordare che non erano molti, a quell'epoca, i microfoni dinamici in grado di competere – soprattutto per risposta in frequenza – col condensatore. Oggi le cose sono cambiate di parecchio, ma di molto è cambiato anche il condensatore.

Da molti anni s'era sentita la necessità di dotare gli studi, oltrechè di microfoni aventi una ampia e molto lineare risposta in frequenza – cosa cui il condensatore sembra aver dato finora il risultato migliore – anche di apparati che avessero caratteristiche polari variabili.

Per ottenere questa versatilità alcune delle maggiori Case produttrici europee adottarono diverse soluzioni fra le quali la più brillante ci sembra quella relativa alla dotazione di due sistemi a condensatore in una stessa capsula la cui polarità può essere variata a distanza.

I due sistemi di cui sopra furono disposti su uno stesso asse ma in opposizione tra loro in modo tale che le rispettive caratteristiche cardioidi, risultassero, con la zona di pattern avente la massima sensibilità, sfalsate di 180° l'una dall'altra.

Per mezzo di una precisa regolazione della tensione di polarizzazione ai due sistemi della capsula, il diagramma polare può essere variato con estrema facilità senza che peraltro esista la necessità di porre il selettore di pattern sul corpo del microfono.

La variazione avviene naturalmente senza alcun pericolo che rumori estranei alla modulazione possano essere miscelati al segnale audio ed è quindi possibile fare uso di questa prerogativa anche durante la ripresa.

I pattern sono variabili gradualmente dalla posizione di omnidirezionalità a quella di bidirezionalità (figura di otto), passando attraverso fasi in cui il microfono ha polarità cardioidi e ipercardioidi. Quando i due sistemi della capsula sono soggetti alla stessa polarizzazione la somma delle due risposte cardioidi offre come risultante il pattern omnidirezionale ed allorchè le due polarizzazioni sono rispettivamente contrarie, la figura tipica dell'otto viene ottenuta dalla differenza delle polarità tra i due sistemi stessi.

Il microfono può quindi considerarsi bidirezionale.

Queste, in definitiva, le condizioni estreme.

Fra di esse è possibile scegliere qualunque altro genere di caratteristica polare.

Nella posizione centrale del regolatore, quella che supponiamo relativa alla polarità cardioide, uno dei sistemi è messo in condizioni di riposo.

Sia l'elettrodo fisso che il diaframma hanno lo stesso potenziale.

L'altro sistema esplica il proprio lavoro con le caratteristiche sue proprie di costruzione.

2. - ULTERIORI SVILUPPI

Una versione ancor più completa del microfono trattato è quella denominata versione « stereofonica » o più propriamente « double microphone ».

Per quanto la definizione di microfono stereofonico sia stata attribuita in base a tecniche non unanimamente accettate – ma certamente di cui si fa larga applicazione – è evidente che le caratteristiche di questa ultima novità valgono certo l'appellativo di cui si fregia: il microfono per eccellenza.

Termine pomposo, si dirà, ed è vero, ma diciamo ben giustificato da molteplici fattori uno dei quali potrebbe essere proprio il larghissimo impiego che se n'è fatto.

Anche se rimaniamo sempre dell'idea che la vera stereofonia sia quella effettuata con due soli microfoni omnidirezionali, si deve ammettere che l'avvento di simili unità ha parzialmente mutato il concetto radicato in quelli che furono i primi studi sull'argomento. Prova ne sia che ben difficilmente si possono trovare oggi sul mercato registrazioni stereo che di questi non abbiano fatto uso. Concetti primigenii abrogati, ovviamente.

Del resto la discussione verte ora su un tema che vuole solo, o vorrebbe, definire la legittimità o meno dell'appellativo di microfono stereo alle cosiddette unità double microphone.

Stando ai fatti, le stesse Case produttrici ci presentano una così vasta gamma di microfoni che, effettivamente, non ci è possibile dubitare che l'aver creato una simile unità sia stato dettato da una avventata presa di posizione di fronte alle leggi più rigide che si conoscono in materia di stereofonia. Diremmo che ci sembra sia stato piuttosto una intelligente presa di posizione di fronte ad un mercato il quale richiedeva simili apparecchiature per svariati motivi.

In pratica tutte le combinazioni possibili ed immaginabili potrebbero venir tranquillamente attuate con la serie di microfoni esistenti sul mercato.

Lo stesso double microphone, posto convenientemente all'opera su due stativi ben distanziati, offre possibilità di effettuare dei « takes » veramente eccellenti e sotto un certo aspetto migliori di quelli ottenuti con normali microfoni, anche se a polarità variabile.

Infatti se da un normale microfono a polarità variabili si può ottenere un numero indefinibile di pattern, certo da un double microphone – che non è altro che l'unione di due dei precedenti microfoni – la discriminazione degli effetti diventa ancor più facile da ottenersi giocando sugli incroci tra le varie direttività.

Quindi saremo più propensi ad interpretare la definizione di microfono stereo non nel senso di microfono che è capace di attuare una stereofonia di per se stesso (anche se, come vedremo, alcuni effetti dimensionali sono possibili), bensì come microfono destinato all'impiego nelle registrazioni di classe superiore, cosa che la giorno d'oggi si risolve con la coniugazione tra stereofonia, ed alta fedeltà più effetti speciali.

Principalmente dobbiamo dire che il double microphone non è nato per sostituire con la propria presenza due diversi microfoni nè è nato per poter svolgere da solo l'oneroso ed insolubile problema relativo ad un take stereofonico con un solo microfono.

Crediamo piuttosto di intravedere il suo fine in qualcosa di superiore e di più onestamente consono alle attuali

conoscenze che abbiamo in fatto di acustica.
L'accezionale elasticità degli interventi sulle risposte polari, l'uso di due capsule ciascuna con due sistemi le cui modulazioni possono essere prelevate singolarmente, fanno di questa apparecchiatura una delle migliori rappresentanti della scuola europea di acustica.
Non ci si deve dunque attendere dal singolo double microphone di poter ottenere una stereofonia nel vero senso della parola, ma, semplicemente, una compensazione di squilibri di pressioni e di fasi che, pur essendo il requisito fondamentale della stereofonia stessa, non ne formano l'immagine completamente lineare.
È invece attuabile una pseudo stereofonia di buon effetto scenico (e, scusate, di minor costo produttivo).

3. - ALCUNE IRREGOLARITÀ

Ne discutiamo subito, brevemente, il perchè ed il come.
L'idea di usare un primo microfono doppio o stereo nacque molto tempo fa. Nel 1930 un personaggio che poi scomparve in un incidente aereo durante il secondo conflitto mondiale e che era dipendente della E.M.I. Ltd, ricevette il brevetto d'invenzione industriale per dischi cosiddetti « bicanali ».
Si chiamava A. D. Blumlein ed ebbe come collaboratore certo H. A. M. Clark, anch'egli dipendente della E.M.I. Ltd.
Il brevetto, noto come primo tentativo riuscito di registrazione stereofonica bicanale (non fu fatta una scissione precisa tra i due sistemi stereofonico e binaurale – entrambi bicanali – in quanto il carattere di novità non aveva ancora imposto la necessità di un vocabolo ben definente il fenomeno stesso nè quello relativo al modo di riprodurlo), spiegava chiaramente che avrebbero dovuto essere utilizzati, per la ripresa, due microfoni a nastro, montati su uno stesso asse e sfalsati di 90° tra loro, quindi orientati ciascuno col vettore di massima sensibilità a 45° rispetto alla ipotetica linea retta unente la custodia dei due microfoni alla sorgente sonora.
Il segnale dei due microfoni veniva poi immesso, senza alcuna miscelazione, nella testa di uno speciale cutter che modulava un canale verticalmente e l'altro orizzontalmente.
Alcuni dischi incisi nel 1930 con questo sistema, insieme ad altri stampati dalla Pye nell'aprile del 1958, sono ora nel Museo delle Scienze di Kensington, Londra.
Lo stesso Clark, con G. F. Dutton, mise a punto l'attuale sistema di taglio. Ma, se da una parte lo sviluppo del 45° × 45° portò al compimento di un programma inteso a migliorare da un punto di vista tecnico e commerciale la stereofonia, lo stesso 45° × 45°, inteso come disposizione di pattern, certo non ha fatto altrettanto o, se non così, si può dire abbia formulato dei dati di progresso solo per quanto è relativo al grado di commerciabilità di un prodotto.
Il double microphone, usato nel sistema pseduo stereo MS ed XY, ha dato risultati parzialmente imprevisti e sotto un certo aspetto qualificabili con lode per il miglioramento apportato a quella che chiameremmo la « moderna tecnica di ripresa », ben sapendo che sovente il moderno e la tecnologia sono l'uno al servizio della volubile capacità di giudizio umana e l'altra alla dipendenza di quel commodo ch'è l'accettazione cieca di quanto immediatamente utile.
Lo schema di figura 1 è relativo al metodo XY, quello di figura 2 all'MS.
Teoricamente potremmo pensare di piazzare un double microphone di fronte alla nostra immaginaria sorgente sonora ed ascoltare direttamente col sistema XY, oppure col metodo MS dopo opportuna somma e sottrazione, una riproduzione bicanale esente dal cosiddetto hole in the middle.
È esatto, non è solo teoria, possiamo farlo.
Infatti con un solo microfono, anche prima dell'avvento della stereofonia, non s'era mai notato questo difetto all'atto della riproduzione.
Ricordiamo che, sempre prima del 1957, furono fatti svariati tentativi di distribuzione sonora su diversi punti-altoparlante senza che, per questo, si fosse notata alcuna deficienza dovuta a ritardi di fase tra i diversi trasduttori posti a non eccessiva distanza tra loro, ma soprattutto non si notarono scompensi di distribuzione d'alcun genere fatta eccezione per quelli dovuti alla naturale direttività dell'altoparlante e del mobile stesso.
Il cosiddetto hole in the middle è una prerogativa della vera stereofonia la cui immagine, abnorme o non ben definita, rimane fondamentalmente stereo.
Una volta notata la possibile non buona unione e fusione delle due modulazioni riprodotte dai due canali, si pensò con una certa fretta al modo di eliminare l'inconveniente e, quando il modo fu trovato e si scoperse che poteva offrire anche dei vantaggi, fu senz'altro adottato dalla maggioranza.
Si erano usati molto spesso dei microfoni con polarità a cardioide e si disse che se si fossero usati gli omnidirezionali il difetto sarebbe scomparso (ma sarebbe scomparso anche l'effetto artificiale di « presenza ») e se ne fece la prova.
Il difetto rimase evidente.
Soltanto G. A. Briggs in Inghilterra, J. B. Lansing negli Stati Uniti e la Fukuin in Giappone sembrarono capire che sarebbe stato necessario rendere quanto meno direttivi possibile gli altoparlanti o l'intero riproduttore. Ma costava troppo ed il fatto poi di dover rendere minimi gli ingombri che lo stereo aveva praticamente raddoppiato, oltre a dare un addio pressochè definitivo alla riproduzione lineare delle note estremamente basse, costrinse i più ad adottare il sistema standard di trasduttori che, ridotti di dimensione, persero granchè della loro efficienza. La fusione tra i due canali non s'era ancora raggiunta.
Dall'Europa arrivò ben presto la soluzione.
Si parlò dell'NS.
Il mid-side stereo offriva la cancellazione dell'hole in the middle, la possibilità di miscelare due o più, soprattutto, più microfoni distribuendoli a piacere su altrettanti canali di registrazione nei quali vennero immessi a gruppi sempre più numerosi e mai con scelta accurata delle interdipendenze temporali relative allo spazio in cui agivano, ma solo con precisa valutazione delle diverse intensità interessate. Fatto sta che gli attuali requisiti richiesti per una registrazione che possa essere definita buona, sono quelli che sono e sembra soddisfino la maggior parte degli acquirenti:
si richiede presenza, immagine netta e viva, dinamica apparente di moto (= panoramic potentiometering), riverberazione, profondità apparente..., tutte cose che non si può negare siano state raggiunte nel migliore dei modi anche se non proprio stereofonicamente. Raggiunte, tuttavia, proprio con l'uso di double microphones o se proprio vi aggrada: Stereo Microphones, tanto sappiamo bene che è inutile chiudere la stalla quando i buoi sono usciti.

A

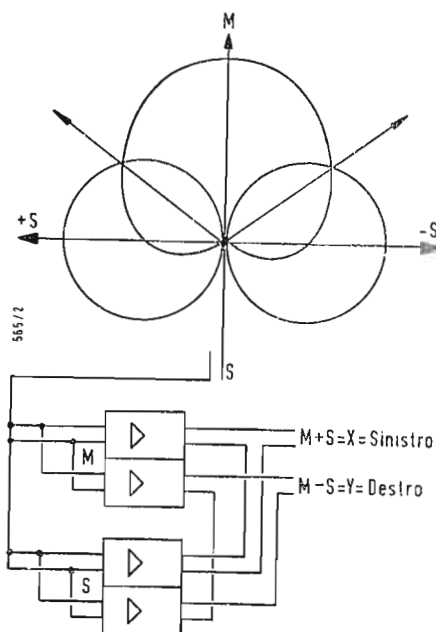



Fig. 2

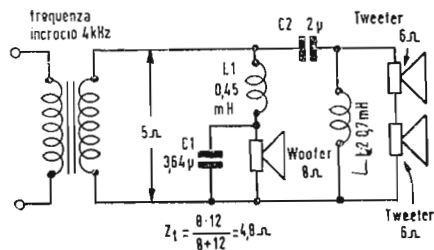



Fig. 1/0859

Fig. 2 0359

0359 – *Sig. C. Frezzini – Roma*

D. Mi accingo a realizzare un complesso bass-reflex.

Per quanto concerne la sistemazione di tre altoparlanti, un woofer e due tweeter, chiedo il vostro giudizio sui calcoli delle capacità, induttanze ed adattamenti d'impedenza del seguente circuito:

$$Z_t = \frac{8 \times 12}{8 + 12} = 4{,}8\ \Omega$$

$L_1 = 0{,}45$ mH

$C_1 = 3{,}64$ μF

$L_2 = 0{,}7$ mH circa

$C_2 = 2$ μF

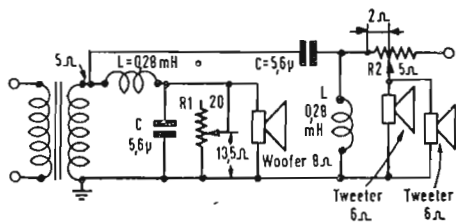
R. Altoparlanti con impedenze diverse tra loro e diverse dall'impedenza del secondario del T.U., devono essere adattati solo per mezzo di potenziometri.

È anzitutto necessario conoscere quali impedenze offre il secondario del T. U.

Dal suo schizzo si deduce che ve n'è una sola: 5 Ω. Allora conviene disporre in parallelo al woofer una resistenza di 13,5 Ω circa; mettere i due tweeter in parallelo tra loro con in serie una resistenza di 2 Ω, come dallo schizzo allegato.

Lo scopo è di rendere uguali le impedenze dei due rami: woofer e tweeter, tale impedenza deve poi coincidere con quella del secondario del T.U.

I reostati R_1 (totale = 20 Ω) e R_2 (totale = = 5 Ω) devono essere a filo e devono poter dissipare almeno 6 W di potenza. Se invece il secondario del T.U. offre altre impedenze (comunemente si ha: 4, 8, 16 Ω, o anche molte altre come per il T.U. di alta fedeltà Geloso) allora è possibile utilizzare 2 prese diverse e i valori di L e C del filtro crossover per il woofer sono diversi di quelli per i tweeter.

(*a.f.*)

0360 – *Sig, G. Barbuto – Napoli.*

D. Ho deciso di costruire l'amplificatore PPS 245 (*alta fedeltà*, marzo 1961, n. 3, pag. 81). Vorrei però sapere, se, trattandosi di amplificatore senza T.U. non incontrerò difficoltà di messa a punto.

Inoltre sono a pregarVi di farmi conoscere;

a) valore della distorsione d'intermodulazione a 8 W d'uscita

b) valore della tensione anodica.

c) tensione d'ingresso per 10 W d'uscita

d) dove poter reperire i « Due circuiti Imphysil FA 10, H 10 » oppure come ben sostituirli.

e) posso, e con quali risultati, adoperare un altoparlante Philips 9710 AM (800 Ω) al posto di due altoparlanti (Woofer e tweeter) di cui a fig. 9, pag. 80 del suddetto numero.

f) quale volume, area del portello, e disegno adoperare per costruire un ottimo basso-reflex adatto al 9710AM suddetto.

R. Lo schema in oggetto è così semplice che non deve presentare difficoltà rilevanti. L'unica difficoltà sta nella doppia impedenza per l'alimentazione degli schermi: per la quale o si provvede a farle costruire da Case specializzate (Aros, C. Bezzi, G. Fioravanti ecc.) o si sostituisce con analogo tipo adottato dalla Philips (cat. PK 51100) per i suoi amplificatori senza T.U. (rivolgersi a Philips-Radio, Milano, P.zza 4 Novembre 3, Signor Vailetta).

a) Intermodulazione; 1 % circa a 10 W.

d) Tensione onodica per i tubi finali; + 325 volt.

c) Tensione di ingresso per 11 watt di uscita; 0,6 volt eff.

d) L'uso dell'unico altoparlante Philips 9710 AM (con conetto per gli acuti) è senz'altro raccomandabile.

f) Mobile bass-reflex per detto altoparlante 9710AM è rappresentato nella figura allegata.

(*a. f.*)

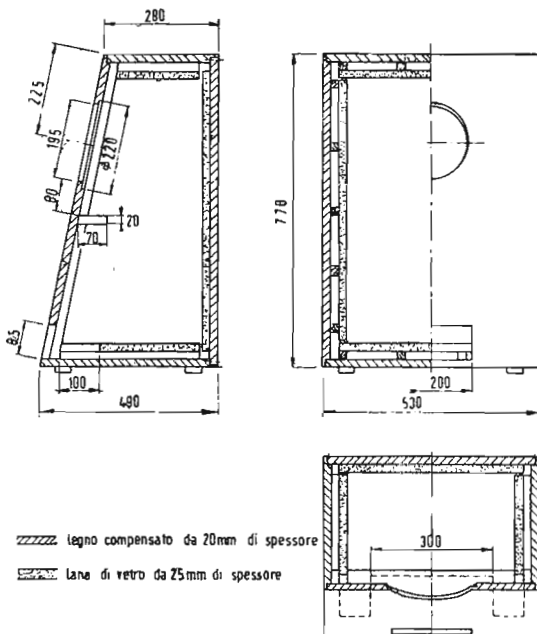
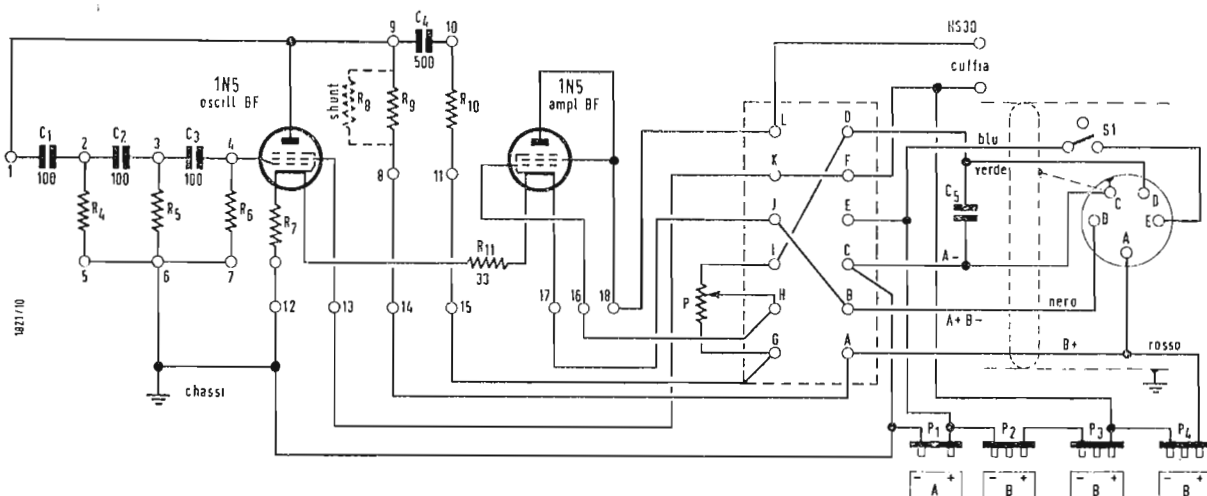



Fig. 1,0360

Fig. 1/0361

0361 – ***Richiedenti diversi.***

D. Si chiede lo schema dell'apparecchio del surplus AN/PRS-1.

R. L'apparecchio del surplus AN/PRS-1 è un rivelatore di mine o di oggetti metallici adatto per ricerche ad una profondità che può variare dai 10 centimetri o qualche metro a seconda della natura del suolo esplorato.

Il suo funzionamento si basa sulla variazione della resistenza di irradiamento che subisce un dipolo accoppiato ad un oscillatore, in relazione alle proprietà dielettriche del suolo esplorato la qualcosa provoca delle variazioni di carico alle quali corrispondono delle variazioni della corrente di griglia del tubo oscillatore. Queste variazioni, che sono messe maggiormente in evidenza quanto più elevata è la frequenza di lavoro, possono essere misurate tramite un micro-amperometro.

L'oscillatore, il cui schema è mostrato in figura 2, è costituito da un tubo 955 (VT121) il quale può oscillare su di un campo di frequenze comprese fra i 278 ed i 332 MHz. I ritocchi di frequenza si ottengono agendo sul trimmer *C*. Il resistore R_1 forma il circuito di ritorno di griglia attraverso il microamperometro mentre R_2, che fa capo alla linea di griglia dell'amplificatore, alloggiato in un altro scompartimento, e che è costituito da due tubi del tipo 1N5. Il primo di questi funge da oscillatore a bassa frequenza a 1000 Hz (figura 1).

Le tensioni di bassa frequenza sono applicate ad una estremità del potenzometro *P*, quelle negative del circuito di griglia dell'oscillatore all'altra estremità, mentre il cursore del potenziometro stesso fa capo alla griglia controllo del secondo tubo 1N5 che funge da triodo amplificatore, al quale si collega la cuffia HS30 oppure un speciale risuonatore (M-356).

Qualora per una ragione qualsiasi la corrente di griglia dell'oscillatore subisca una variazione la tensione negativa del circuito di griglia varia nello stesso senso causando una polarizzazione supplementare variabile sulla griglia del tubo amplificatore V_2. Ciò provoca una variazione in senso inverso del segnale di bassa frequenza dello stadio precedente, che viene percepita dall'orecchio, rispetto al microamperometro che serve per

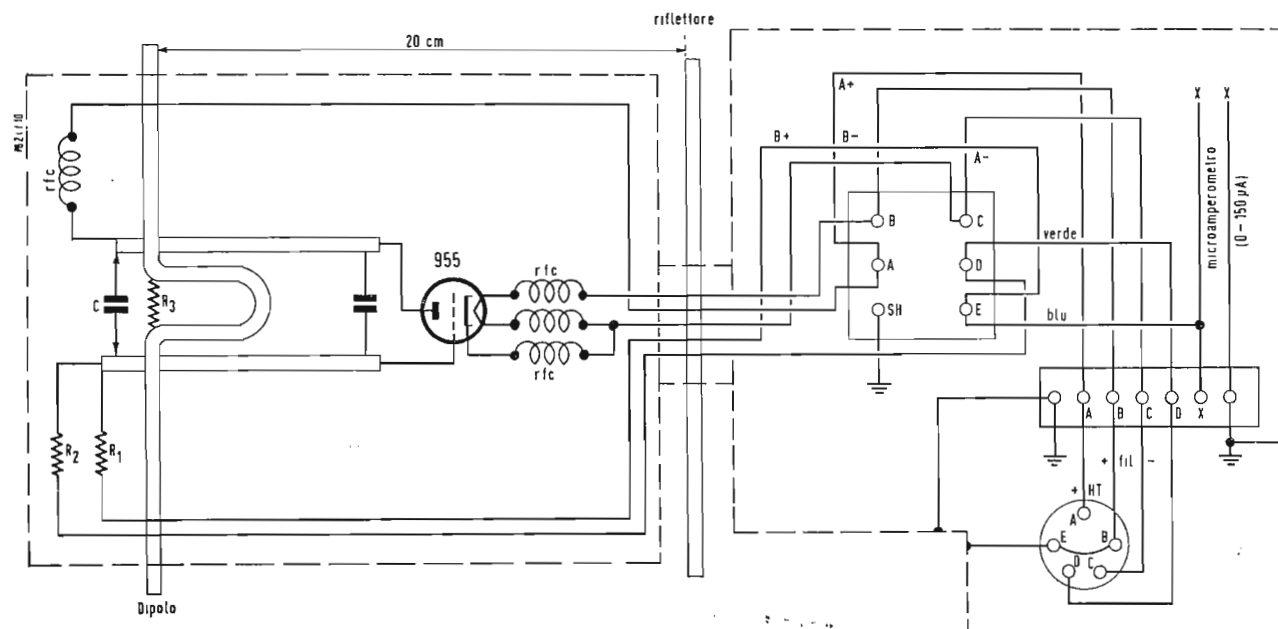



Fig. 2/0361

la lettura visiva. La regolazione dell'ampiezza del suono avviene tramite il potenziometro P.

Per l'alimentazione è previsto l'uso di una batteria a 6 V che alimenta il tubo 955 a 6 V, ed i due tubi 1N5 (accensione 1,4 V) che sono alimentati in serie fra loro ed alle resistenze R_7 ed R_{11}. L'alimentazione anodica è fornita da una batteria a 90 V con presa intermedia a 45 V.

Il valore dei vari componenti è il seguente: *Resistori* = R_1 = 12.000 Ω; R_2 = 15.000 Ω; R_3 = 3200 Ω; R_4 = 470.000 Ω; R_5 = 470.000 Ω; R_6 = 470.000 Ω; R_7 = 24Ω; R_8 = 1 MΩ (shunt); R_9 = 60.000 Ω; R_{10} = 10 Ω; R_{11} = = 33 Ω; P = 100.000 Ω; *Condensatori*: C = = trimmer; C_1 = 100 pF; C_2 = 100 pF; C_3 = 100 pF; C_4 = 500 pF;

Il complesso si presta facilmente ad essere modificato in un semplicissimo ricetrasmettitore. A questo proposito la parte da alta frequenza non abbisogna di alcuna modifica, infatti è sufficiente asportare la resistenza da 15.000 Ω (R_2) ed il microamperometro, mentre una sostanziale modifica, peraltro molto elementare deve essere apportata allo stadio a bassa frequenza.

Il relativo schema potremo pubblicarlo a richiesta.

(*P. Soati*)

0362 – *Sigg. P. Colubri – Genova; B. Noviello – Napoli; P. Garibaldi – Savona.*

D. Si richiede lo schema di un trasmettitore, non eccessivamente complesso ma di discreta potenza, completo di modulatore e di alimentatore.

R. Innanzi tutto dobbiamo precisare al signor Noviello che i numeri di *l'antenna* ai quali fa riferimento sono esauriti; ad ogni modo il trasmettitore che descriviamo potrà senz'altro sostituire quello che le interessa.

Il trasmettitore che presentiamo è stato realizzato da molti radioamatori con ottimi risultati ed è originario degli Stati Uniti. Come si può osservare in figura 1 la sezione a radiofrequenza è composta da un oscillatore, con tubo 5763, da uno stadio separatore-moltiplicatore, pure disponente di un tubo 5763, ed un amplificatore finale con tubo 6146.

Il TX è previsto per essere usato sia con cristalli da 3,5 a 7 MHz, a seconda della frequenza di uscita che si desidera ottenere, sia con VFO. Lo stadio moltiplicatore funge da duplicatore di frequenza per 15 MHz, da triplicatore per i 21 MHz e da quadriplicatore per i 30 MHz.

Il condensatore C_1 deve essere incluso nel circuito quando si fa uso del VFO. Il condensatore C_2 serve invece per regolare il giusto grado di rialimentazione che dipende dal tipo di cristallo usato. Il potenziometro P_1 da 25.000 Ω ha il compito di consentire la regolazione dell'uscita dello stadio separatore.

Nel circuito di placca del tubo 6146 si trova un normale circuito a pi greco, costituito dalle bobine L_5 e L_6 con relative derivazioni. L'uscita è prevista per carichi di 52 e 72 Ω. Un tubo 12BH7 viene inserito nel circuito, qualora si desideri trasmettere in CW, mentre viene escluso, corto-circuitando la sua uscita applicando una tensione negativa di 115 V alla sua griglia, quando si lavora in fonia.

Il potenziometro P_2 da 100.000 Ω ha il compito di controllare l'uscita di tale tubo.

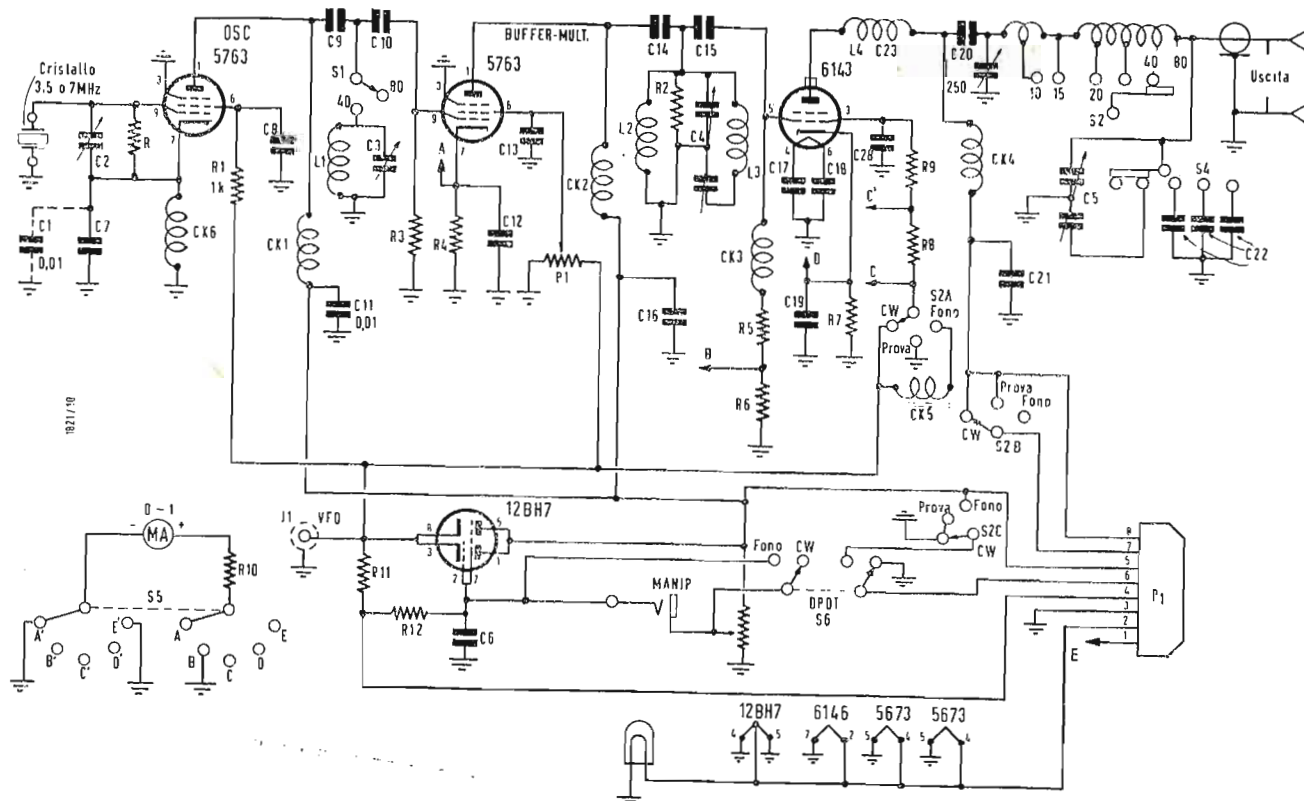



Fig. 1/0362

Il modulatore di cui alla figura 2, è costituito da tubo, doppio triodo, 12AX7 che funge da preamplificatore a due stadi, seguito da un tubo eccitatore 6C4 accoppiato mediante trasformatore ai due tubi finali, in push-pull, 1614. Questo modulatore che lavora in classe AB1, e permette di avere con tutta facilità una potenza di uscita effettiva di 35, è sufficiente per modulare il tubo 6146 con una entrata di circa 70 W.

L'alimentatore non presenta problemi di difficile risoluzione dato che è veramente elementare. I tubi usati sono quattro 6X5GT ed un 5UA.

La tensione fornita è di 290 V mentre quella destinata allo stadio finale è dell'ordine dei 600 V con un carico di circa 160 mA elevabile, per discreti periodi di tempo fino a 250 mA.

Prossimamente descriveremo il VFO il quale può senz'altro essere sostituito da uno del tipo Geloso già in possesso del sig. Garibaldi. Riportiamo il valore dei vari componenti: *Circuito a radio frequenza* (Figura 1) Resistenze: R_1 = 1000 Ω; R_2 = 6000 Ω 1 W; R_3 = 100.000 Ω; R_4 = 100 Ω; R_5 = 27.000 Ω; R_6 = 560 Ω; R_7 = 27 Ω; R_8 = 100 Ω; R_9 = 10.000 Ω; R_{10} = 5.000 Ω; R_{11} = 50.000 Ω 2 W; R_{12} = 1 MΩ; P_1 = 25.000 Ω 2 W; P_2 = = 100.000 Ω 2 W.

Condensatori: C_1 = 01 μF; C_2 = 30 pF variabile; C_3 = variabile miniatura 100 pF; C_4 = variabile da 140 pF per sezione, C_5 = variabile da 365 pF per sezione; C_6 = 0.001 μF; C_7 = 220 pF mica; C_8 = 001 μF; C_9 = 001 μF; C_{10} = 100 pF; C_{11} = 01 μF; C_{12} = 001 μF; C_{13} = 0,001 μF; C_{14} = 001 μF; C_{15} = 100 pF; C_{16} = 0.001 μF; C_{17} = 0.001 μF; C_{18} = 0.001 μF; C_{19} = 0.001 μF; C_{20} = 002, μF 1200 V; C_{21} = 0.01 μF 1600 V; C_{22} = tre condensatori da 470 pF ciascuno.

Impedenze: CK_1 = 200 μH; CK_2 = 2,5 mH; CK_3 = 2,5 mH; CK_4 = 2,5 mH; CK_5 = 8H 50 mA; CK_6 = 2,5 mH.

Bobine: 30 spire di filo smaltato del n. 24, di diametro 16 millimetri, 24 mm di lunghezza. L_2 = 32 spire di filo smaltato n. 24, con un diametro di 24 mm e 25 mm di lunghezza. L_3 = 14 spire di filo smaltato del n. 20 con diametro di 16 mm e lunghezza di 22 mm. L_4 = 4 spire di filo di rame n. 16, con diametro di 6,3 mm ed una lunghezza di 9,5 mm. L_5 = 8 spire di filo del n. 12, con diametro di 25 mm e lunghezza di 19 mm. Per i 28 MHz derivazione alla quarta spira rispetto all'entrata; per i 21 MHz derivazione alla settima spira.

L_6 = 17 spire di filo del n. 14, diametro di 51 mm, lunghezza di 54 mm. Per i 14 mHz derivazione ad una spira e 1/2 dal punto di unione fra L_5 e L_6; per i 7 MHz derivazione a 10 spire e 1/2 dallo stesso punto.

I dati relativi il modulatore e l'alimentatore sono riportati direttamente sullo schema. CR è un rettificatore del tipo al selenio per 150 V 20 mA. T_1 un trasformatore audio con secondario avente presa centrale e primario per 10 mA; rapporto 3 : 1. T_2 = trasformazione di modulazione da 30 W. T_3 = trasformatore di alimentazione 400 + 400 V 200 mA; 6,3 V 5 A, 5 V 3 A. T_4 = Trasformtore 115 V-6,3 V 1 A. T_5 = trasformatore per 6,3 V 3 A.

(*P. Soati*)

0363 – *Ins. D. Sciarra – Mormanno.*

D. Si richiede lo schema di un grid-dip adatto

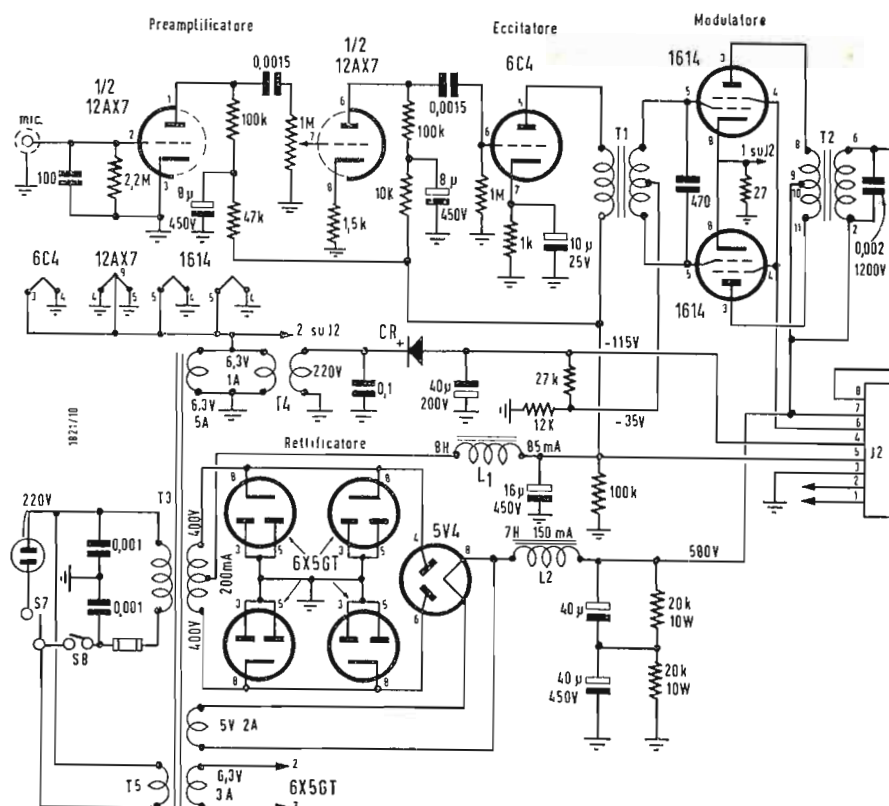



Fig. 2|0362

Tabella n. 1

Frequenze	diametro avvolgim. mm	avvolgimento delle spire	numero spire	diametro del filo mm
440-480 kHz	25	nido d'ape 2 bobine di 3 mm	168	0.25 cotone
1500-1800 kHz	22	nido d'ape 1 bobina di 3 mm	57	0.25 cotone
5,0- 8,3 MHz	22	avvolte su 5 mm	21	0.2 smaltato
7,0- 13,0 »	18	» 5 mm	20	0,2 smaltato
12,5- 25,0 »	18	» 5 mm	10	0,4 smaltato
23,0- 50,0 »	24	» 10 mm	6,5	0,4 smaltato
50,0-108,0 »	24	» 10 mm	2,5	0,8 argentato
90,0-210,0 »			1/4 spira	0,8 argentato

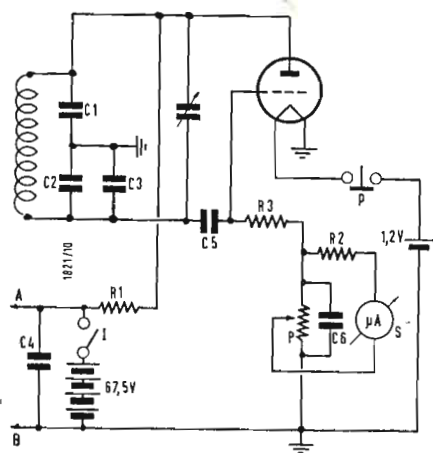



Fig. 1/0363

Tabella n. 2.

GAMMA	C_1	C_2
1°	300 pF	300 pF
2°	120 pF	120 pF
3°	30 pF	120 pF
4°	30 pF	120 pF
5°	7 pF	120 pF
6°	—	120 pF
7°	—	120 pF
8°	—	120 pF

a coprire una vasta gamma di frequenze, comprese quelle proprie delle onde VHF. *R.* Il grid-dip non è altro che un oscillatore a radio frequenza la cui bobina appartenente al circuito oscillante può essere accoppiata ad un altro circuito da esaminare. Quando la frequenza del grid-dip corrisponde esattamente a quella del circuito sotto controllo, si ha il massimo assorbimento di energia la qualcosa provoca una notevole variazione della corrente di griglia del tubo oscillatore, variazione che viene messa in evidenza da un microamperometro inserito a tale scopo nel circuito.

Il circuito di cui alla figura 1, non rappresenta nulla di eccezionale e si riferisce ad un grid-dip di facile realizzazione che è senz'altro molto utile per la messa a punto dei circuiti a radio e media frequenza.

L'alimentazione del tubo subminiatura 5776, o altro similare, avviene tramite una pila da 1,2 V, mentre la tensione anodica può essere fornita tanto da una batteria a 67,7 V quanto da una pila a 3 V la cui tensione, mediante un circuito elevatore a transistore, viene elevata a 60 V 2 mA. Il circuito oscillante è composto da un condensatore variabile tipo miniatura in steatite, con una capacità fra 3 e 35 pF montato il più vicino possibile allo zoccolo porta bobine e il cui asse è opportunamente prolungato con materiale isolante. Esso sarà fissato su di una piastrina di plexiglas in modo da trovarsi ad una distanza di circa 1 cm dallo chassis.

Le bobine ed i condensatori di equilibrio sono innestati su di un zoccolo del tipo octal.

Le bobine saranno avvolte su di un supporto a minima perdita secondo i diametri stabiliti nella tabella 1. I due condensatori C_1 e C_2 debbono essere fissati internamente alle bobine stesse secondo i valori stabiliti dalla tabella 2. Per quanto concerne la bobina relativa i 90-210 MHz occorre tenere presente che praticamente essa è costituita da un ponticello incurvato che parte da un piedino dello zoccolo per raggiungere quello opposto. Il valore dei vari componenti relativi sia il grid-dip sia l'alimentatore di figura 2 è il seguente:

Resistori = R_1 = 10.000 Ω; R_2 = 5.000 Ω; R_3 = 15.000 Ω; R_4 = 47 Ω; R_5 = 2200 Ω; R_6 = 4700 Ω; P = 10.000 Ω;

Condensatori = C_1 e C_2 vedi tabelle; C_3 = 6 pF ceramico; C_4 = 200 pF; C_5 = 60 pF; C_6 = 200 pF; C_7 = 10 μF 25 V; C_7 = C_8 = 10 μF 90 V;

P = pulsante; I = interruttore, S = microamperometro da 20 μA, (*nel caso quello da* 20 μA *sia troppo costoso usarne uno da* 100 μA *al massimo*). T_1, A = 115 spire filo da 2/10, B = 50 spire filo da 1/10, C = 1000 spire filo da 1/10 realizzato su di un nucleo in ferroxcube 20/16.

Tubi = 5676, Transistor = OC71, Raddrizzatore = 1N92 o similare.

La messa a punto deve essere eseguita tramite un generatore campione ed un ricevitore. Per le frequenze più alte è consigliabile usare una linea a risonanza del tipo fili di Lecher.

Le dimensioni del contenitore possono essere di 100 × 100 × 50 mm.

(*P. Soati*)

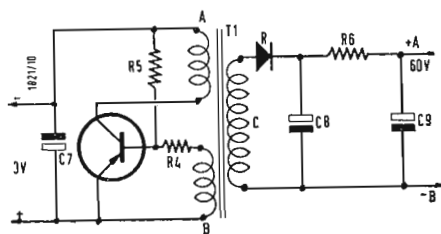



Fig. 2/0363

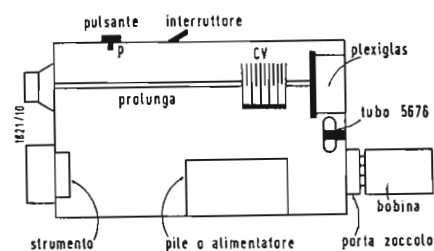



Fig. 3/0363

NATIONAL RADIO Co.

NC 303 - doppia conversione - 15 tubi - bandspread calibrato a 1 Kc. - 10 scale - doppio ANL

DISTRIBUZIONE ESCLUSIVA APPARATI E COMPONENTI - DEPOSITO PER CONSEGNE IMMEDIATE

STANDARD ELETTRONICA ITALIANA S. p. A. - GENOVA
VIA ORLANDO 24 - TEL. 39.145

LA SOLA IMPORTATRICE DI "MARCHI LEADERS"

Heathkit ®

A SUBSIDIARY DAYSTROM INC.

VOLTMETRI A VALVOLA

Mod. IM-10

CATTERISTICHE

VOLTMETRO ELETTRONICO PER V CC

7 scale	0 ÷ 1,5; 5; 15; 50; 150; 1500 Volt fondo scala; con un puntale accessorio è possibile ottenere un fondo scala di 30 KV
Resistenza d'ingresso	11 MΩ (1 MΩ nel puntale) su tutte le portate. 1100 MΩ con il puntale accessorio
Circuito	A ponte bilanciato (push-pull) con 2 triodi
Precisione	± 32% sul fondo scala

VOLTMETRO ELETTRONICO PER V CA

7 scale	0 ÷ 1,5; 5; 15; 50; 150; 500; 1500 Volt efficaci fondo scala (le scale di 1,5 e 5 Volt sono tracciate a parte)
Impedenza d'ingresso	320 KΩ resistivi con una capacità parallelo di 30 pF (misura eseguita ai terminali d'ingresso)
Risposta di frequenza	± 1 dB da 25 Hz ad 1 MHz (da una sorgente a 600 ohm)
Precisione	± 5 % sul fondo scala

OHMMETRO ELETTRONICO

7 scale	Centro scala 10 Ω × 1; × 10; × 100; × 1000; × 10 K; × 100 K × 1 M. Possibilità di misura da 0,1 Ω a 1000 Ω con batterie interne
Strumento indicatore	Da 1500 mm; 200 microampere; classe ± 2 %, custodia in polystyrene
Partitori resistivi	Con precisione dell' 1 %
Tubi impiegati e diodi	1 - 12AU7 (doppio triodo per ponte di misura); 1 - 6AL5 (doppio diodo rettificatore della V. ca); 1 - Rettificatore al selenio
Batteria per l'ohmmetro	Da 1,5 Volt
Dimensioni	Altezza 23,7 cm; larghezza 16,2 cm; profondità 12,5 cm
Alimentazione	105 ÷ 125 Volt - 50 ÷ 60 Hz - 10 Watt
Rifinitura	In due tinte
Peso netto	Kg 2,25

Mod. V-7a

CATTERISTICHE

VOLTMETRO ELETTRONICO IN C.C.

7 scale	1,5, 5, 15, 50, 150, 500 e 1500 V di fondo scala; con puntale aggiuntivo si può ottenere un fondo scala di 30.000 Volt
Resistenza d'ingresso	11 megaohm (1 MΩ nel puntale) per tutte le scale
Sensibilità	Con il puntale aggiuntivo 1.100 MΩ 7.333.333 ohm per Volt sulla scala 1,5 V
Circuito	Ponte bilanciato (push-pull) facente uso di un doppio triodo
Precisione	± 5 % fondo scala

VOLTMETRO ELETTRONICO IN C.A.

7 scale a valore efficace	1,5, 5, 15, 50, 150, 500, 1500 Volt fondo scala, valore efficace (ossia 0,707 del picco positivo)
Precisione	± 5 % fondo scala
7 scale a valore picco-picco	4, 14, 40, 140, 400, 1400, 4000 Volt

OHMMETRO ELETTRONICO

7 scale	Scala con 10 ohm al centro × 1, × 10, × 100, × 1000, × 10 K, × 100 K, × 1 Meg - Misura da 0,1 ohm a 1000 MΩ con batterie interne
Strumento	200 microampere, 112 m/m di scala. Custodia in polystyrene
Resistenze	Di precisione tarate all' 1 %
Piastre di montaggio	Circuiti stampati, incisione metallica con piattina di rame da 0,35 m/m su piastra di materiale fenolico da 2,5 m/m
Tubi elettronici	1 - 12AU7; doppio triodo del ponte di misura - 1 - 6AL5; doppio diodo rettificatore doppia onda
Batteria	1,5 Volt
Dimensioni	Altezza 18 cm; larghezza 12 cm; profondità 10,3 cm
Peso (imballo compreso)	ca 3,15 Kg
Alimentazione	105 - 125 Volt - 50 ÷ 60 Hz - 10 Watt

Rappresentante Generale per l'Italia: **Soc. r. l. S. I. S. E. P.**

Organizzazione commerciale di vendita:

PIAZZA 5 GIORNATE 1 • **MILANO** • TELEFONI 795762 - 795763

Agenti esclusivi di vendita per

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI: Soc. **FILC RADIO** - ROMA - Piazza Dante 10 - Tel. 736771
EMILIA - MARCHE: Ditta **A. ZANIBONI** - BOLOGNA - Via S. Carlo 7 - Tel. 225858
VENETO: Ditta E. **PITTON** - PORDENONE - Via Cavallotti 12 - Tel. 2244